

radioelektronik

Pismo istnieje od 1924 roku

AUDIO

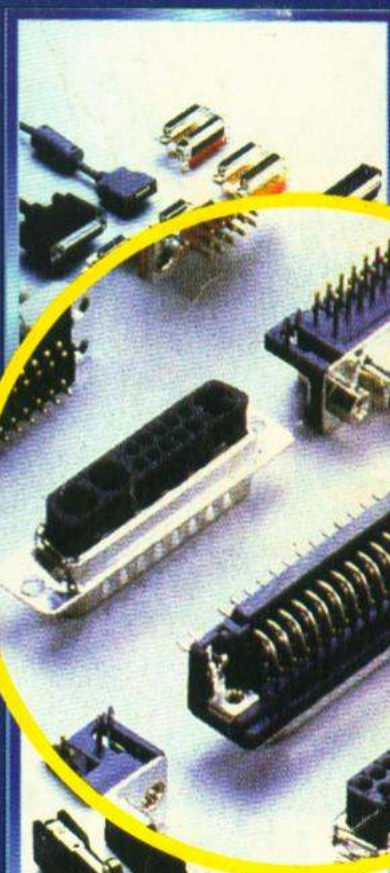
hi-fi

VIDEO

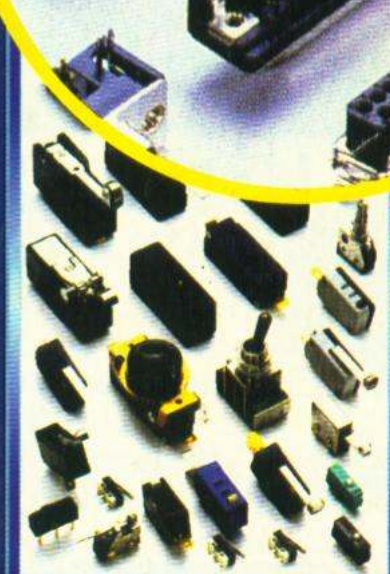
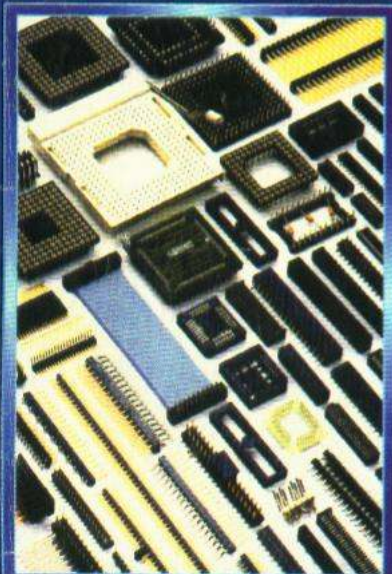
6'96

Index 374040

Cena 3,70 zł/37 000 zł



ZŁĄCZA



Nowa oferta firmy ELPROMA ! Zadzwoń po katalogi i informacje.



ELPROMA
elektronika

C&K
SWITCHES

ul. Marymoncka 32B/19
01-868 Warszawa
tel. (22) 35-28-32, 34-07-00
tel./fax (22) 669-06-23
E-mail: elproma@waw.pdi.net

PL ISSN 0137 6802

UWAGA !!
Konkurs wakacyjny

radioelektronik

AUDIO *hi-fi* VIDEO

CZERWIEC • ROCZNIK XLVIII (205) 6'96

- 2 **Z KRAJU I ZE ŚWIATA**
- 4 **NOWA TECHNIKA** Transmisja sygnałów cyfrowych na falach średnich
- 7 **TECHNIKA KOMPUTEROWA** Proste pomiary przedziałów czasu interfejsem RS232 komputera PC
- 9 **PROJEKTOWANIE** FuzzyTECH-MP – zestaw ćwiczebno-uruchomieniowy
- 1 **MIERNICTWO** Próbnik stanów logicznych
- 3 Częstościomierz CHY8220R
- 4 Oscyloskopy cyfrowe MegaZoom
- 7 **KLUB MŁODEGO ELEKTRONIKA** Elektronika półprzewodnikowa. Układy scalone bipolarnie – zastosowania
- 8 Uniwersalna dwuzakresowa głowica UKF
- 10 **PORADNIK ELEKTRONIKA** 3. Jeszcze o źródłach prądowych
- 12 **ELEKTRONIKA W RÓŻNYCH ZASTOSOWANIACH** Ultradźwiękowy czujnik ruchu
- 19 Generator ze sterowaniem prądowym
- 23 **PODZESPOŁY** Generator funkcyjny MAX038
- 25 Informacje o podzespołach – NE567, TLE2022
- 27 **TELEKOMUNIKACJA** Prosty syntezer częstotliwości PLL KF
- 32 **Z PRAKTYKI** Urządzenie do wytwarzania pogłosu i echa (2)
- 35 Modyfikacja tunerów AS 946/946A
- 36 **SCHEMATY I SERWIS** Naprawa silników w magnetowidach
- 40 **RÓŻNE** Międzynarodowe Targi Łączności INTERTELCOM
- 41 Teatry niedosłyszającym
- 42 CeBIT'96 w erze internetu
- 44 **NA RYNKU AV** Radiomagnetofony z odtwarzaczem płyt kompaktowych
- 46 Kamery wideo na wakacje
- 48 **POZNAJEMY SPRZĘT** Business Memo
- 51 Złącza firmy Neutrik
- 52 **OCENY UŻYTKOWNIKÓW** Trzy w jednym
- 54 Tuner satelitalny Comsat CM 2501

Biuro FSNT i SEP

Biuro: Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video"

ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa, tel. 31-46-21, tel/fax 31-93-37, ttx 814550

GOŁOSIENIE REDAKCYJNE: z-ca red. nac. - doc. dr inż. Michał Nadachowski, sekr. red. - mgr inż. Maria Wójcicka, redaktorzy działów: mgr inż. Maciej Feszczyk, dr inż. Jerzy Frydrychowicz, Eugenia Grudzińska, inż. Janusz Justat, mgr inż. Jerzy Justat, mgr inż. Seweryn Kobyliński, mgr inż. Leon Kossobudzki, inż. Maria Łopuszka, mgr inż. Krystyna Prószyńska, mgr inż. Cezary Rudnicki

Współpracownicy: doc. mgr inż. Aleksander Witort, mgr inż. Leszek Halicki, inż. Zdzisław Tkaczyk

Laboratorium: mgr inż. Cezary Rudnicki

Redakcja: Ewa Wiśniewska

Projekt graficzny: Celina Stanisławska

Redaktor techniczny: Beata Włodarczyk

DTP: mgr inż. Krzysztof Węgrzycki

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo skracania i adiacji nadestanych artykułów.

Copyright by Radioelektronik sp. z o.o., Warszawa, 1996 r.

Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień zamieszczone w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu. Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" jest dozwolony po uzyskaniu zgody redakcji. Za treść ogłoszeń Redakcja nie ponosi odpowiedzialności.

Wydawca: RADIOELEKTRONIK Spółka z o.o.

ul. Świętojerska 5/7,
00-236 Warszawa



Druk: Zakłady Graficzne Spółka z o.o.
ul. Okrzei 5, 64-920 Piła
Cena 3,70 zł/37 000 zł

Na okładce: Reklama firmy ELPROMA

Niedawno obchodzono Światowy Dzień Telekomunikacji, w tym roku pod hasłem "Telekomunikacja i sport", z okazji 100-lecia pierwszych nowożytnych Igrzysk Olimpijskich. Dzięki nowoczesnym środkom łączności Igrzyska Olimpijskie stały się imprezą prawdziwie globalną, emocjonującą miliardy ludzi na całym świecie. Olimpiada w Atenach w 1896 roku była obsługiwana przez dziennikarzy przesyłających swe artykuły za pomocą systemu międzynarodowej telegrafii. Pierwsze bezpośrednie reportaże radiowe zrealizowano podczas Igrzysk Zimowych w Chamonix w 1924 roku, a bezpośrednie przekazy telewizyjne – z Tokio w 1964 roku. Obecnie igrzyska olimpijskie są najbardziej widowiskowym telewizyjnym spektaklem świata.

W orędziu z okazji Światowego Dnia Telekomunikacji Przewodniczący Międzynarodowego Komitetu Olimpijskiego Juan Antonio Samaranch pisze:

"W roku, gdy ruch olimpijski będzie uroczystością obchodząc Igrzyska XXVI Olimpiady, Igrzyska Stulecia, ważne jest przypomnienie ścisłych więzów, które istnieją między tą światową imprezą a środkami telekomunikacji. Igrzyska, które odbędą się w Atlancie, w USA, będą retransmitowane bezpośrednio na 5 kontynentów dzięki najwyższej jakości technice w dziedzinie wizji i fonii. Miliardy widzów będą mogły dzięki temu śledzić w sieciach krajowych współzawodnictwo w 26 dyscyplinach olimpijskich. Transmisje będą obsługiwane przez 5 tys. dziennikarzy, 11 tys. radiowych i telewizyjnych komentatorów i techników. Nauce, technice, naukowcom i profesjonalistom z dziedziny telekomunikacji i mediów audiowizualnych współczesne Igrzyska zawdzięczają swój uniwersalizm i sukces".

Te emocje czekają nas już wkrótce. A co przyniesie przyszłość? Należy sądzić, że dzięki wprowadzeniu technik multimedialnych uzyskamy pełne wrażenie uczestnictwa już podczas następnych igrzysk - w Sydney w 2000 roku, u progu nowego tysiąclecia.

Zastępca
Redaktora Naczelnego

W dążeniu do poprawy jakości odbioru programów radiowych na falach średnich należy zaangażować technikę cyfrową.

Transmisja sygnałów cyfrowych na falach średnich

W celu przeprowadzenia transmisji cyfrowej niezbędne jest przekształcenie sygnału analogowego na cyfrowy po stronie nadajnika. Z kolei odbiornik cyfrowy musi ponownie zamienić sygnał cyfrowy na analogowy.

Na rys.1 przedstawiono, po lewej stronie nadajnik sygnałów cyfrowych, a po prawej - odbiornik tych sygnałów. Transmisja może się odbywać również na falach średnich. Magnetofon DAT lub odtwarzacz płyt kompaktowych dys-

Transmisja sygnałów na falach średnich

W zakresie częstotliwości między 150 kHz a 30 MHz (fale długie - LW, fale średnie - MW, fale krótkie - KW) są do dyspozycji pasma przewidziane do transmisji programów radiowych. Jednak z powodu stosowanego rodzaju transmisji (modulacja amplitudowa: AM, transmisja analogowa) nie umożliwiają uzyskania wysokiej jakości i wierności transmisji.

kie, które odbiera sygnały akustyczne, funkcjonuje również w sposób analogowy. Nasuwa się zatem pytanie: dlaczego wobec tego stosuje się transmisję z wykorzystaniem osiągnięć techniki cyfrowej? Odpowiedź na tak postawione pytanie może być jedna: transmisję cyfrową stosuje się wyłącznie ze względu na jej niewrażliwość na towarzyszące zakłócenia. Rodzaje i konsekwencje zakłóceń występujących podczas transmisji analogowej, np. na falach długich (LW), średnich (MW), czy też krótkich (KW), można łatwo zaobserwować przy użyciu odpowiedniego radioodbiornika AM. Mówiąc w sposób obrazowy - transmisja radiowa jest w pewnym sensie podobna do przesyłki paczki pocztą. W przypadku idealnej transmisji radiowej przesyła się w sposób wolny od zniekształceń i zakłóceń, np. utwór muzyczny, natomiast zawartość przesyłki pocztowej musi dotrzeć w stanie nieuszkodzonym do adresata. Służy temu celowi odpowiednie opakowanie paczki. Funkcję takiego opakowania pełni w przypadku transmisji sygnałów odpowiednia modulacja. Najlepsze wyniki osiąga się przy zastosowaniu kodowej modulacji impulsowej (cyfrowej).

Podczas transmisji sygnałów akustycznych lub wizyjnych (radio i telewizja) dzieje się podobnie. Zakłócenia podczas transmisji są różnorodne. Sygnał użyteczny występuje (pod względem czasowym i/lub częstotliwościowym) w otoczeniu innych sygnałów. Bez zapewnienia starannego "opakowania", do odbiorcy dociera sygnał w formie bardzo zniekształconej.

Przez ponad 70 lat na falach średnich transmisja sygnałów odbywała się wyłącznie w sposób analogowy za pomocą modulacji amplitudowej AM. Okazało się, że taki sposób transmisji jest związany z dużymi zakłóceniami.

W wyniku rozwoju układów scalonych stało się technicznie możliwe zastosowanie w praktyce skomplikowanej transmisji cyfrowej. Jako rezultat uzyskuje się wysokiej jakości transmi-

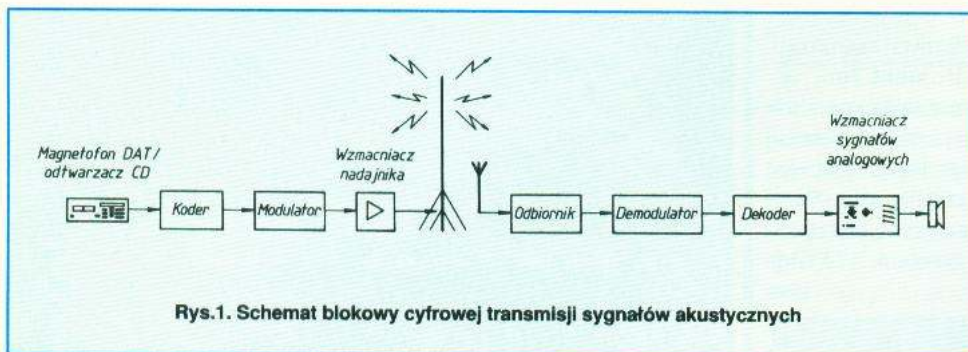
ponują już sygnałem w postaci cyfrowej. W przypadku innego źródła, np. mikrofonu, istnieje konieczność przekształcenia sygnału analogowego na cyfrowy za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego. Wytworzony w ten sposób strumień danych charakteryzuje się bardzo dużą szybkością ich przepływu. Za pomocą kodera można zmniejszyć tę szybkość o $5 \div 10\%$. Trudność polega na tym, że wymagana jest redukcja szybkości, a nie dopuszcza się zniekształceń i dodatkowych efektów akustycznych.

Podczas transmisji radiowej należy dokonać modulacji fali nośnej transmitowanym sygnałem (zakodowanym sygnałem akustycznym). Jest to warunkiem przeprowadzenia transmisji radiowej. W celu pokonania przez sygnał określonej odległości do odbiornika, nadajnik powinien dysponować odpowiednią mocą emitowanych sygnałów wielkiej częstotliwości. Urządzenie odbiorcze zawiera zespół odbiorczy, który odbiera sygnały emitowane przez nadajniki. Do wyjścia tego zespołu jest dołączony detektor, który odtwarza zakodowany sygnał akustyczny. Za pomocą dekodera odtwarza się ponownie strumień danych, który przy wykorzystaniu przetwornika cyfrowo-analogowego jest ponownie przetwarzany w analogowy sygnał akustyczny. Sygnał ten można dalej wzmacniać już przy użyciu zwykłego wzmacniacza akustycznego.

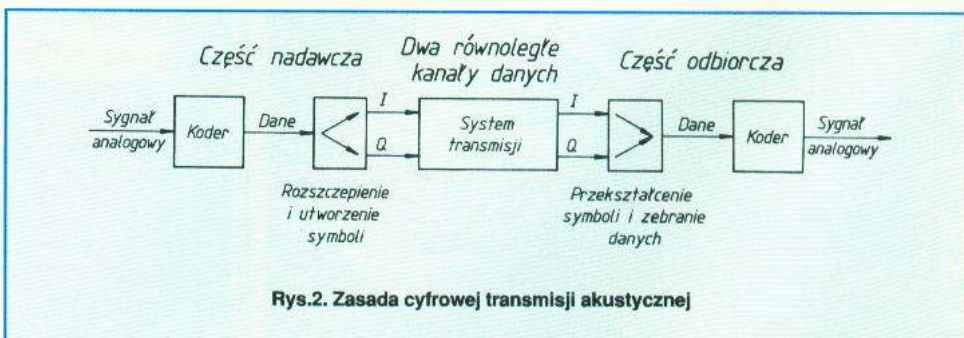
Inną wadą transmisji analogowej jest jej mała szerokość pasma akustycznego. Każdy słuchacz wie z własnego doświadczenia, że zakłócenia występujące w przypadku transmisji analogowej (za pomocą modulacji amplitudowej AM) są istotną przeszkodą w uzyskaniu dobrej transmisji. Dopiero cyfrowa transmisja sygnałów zapewnia dużą odporność na zakłócenia. Naturalnym celem jest zatem dążenie do wprowadzenia cyfrowej transmisji sygnałów w zakresie fal długich, średnich i krótkich.

Powody stosowania transmisji cyfrowej

Sygnały akustyczne wytwarza się w formie analogowej, np. za pomocą instrumentów muzycznych lub w wyniku mówienia. Ucho ludz-



Rys.1. Schemat blokowy cyfrowej transmisji sygnałów akustycznych



Rys.2. Zasada cyfrowej transmisji akustycznej

się. Sygnały docierają do odbiorcy w stanie niezmodyfikowanym.

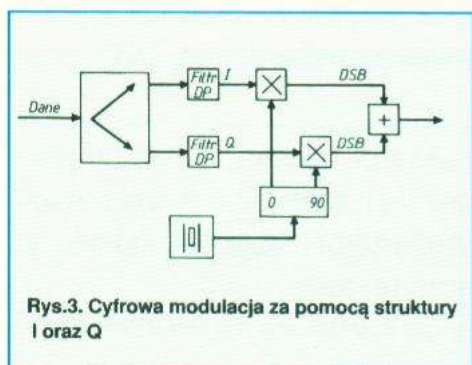
Zasada transmisji cyfrowej

Analogowy sygnał akustyczny musi być zamieniony po stronie nadawczej na cyfrowy, a po stronie odbiorczej ponownie przekształcony na analogowy. Tego typu operacje przeprowadza się podczas dokonywania nagrań na magnetofonach z cyfrowymi kasetami typu compact (DCC) oraz przy nagrywaniu minidysków (MiniDisc). Podczas tych przekształceń z oryginalnego sygnału analogowego usuwa się wszystko, czego i tak nie słyszy ucho ludzkie (składowe harmoniczne o częstotliwościach ponadakustycznych, sygnały słabe występujące na tle silnych itp.). Tę operację określa się terminem "kodowanie źródłowe". Schemat blokowy procesu transmisji cyfrowej jest przedstawiony na rys.2. Wejściowy sygnał analogowy jest w koderze przekształcany na strumień danych cyfrowych, a następnie rozdzielany na dwa strumienie (I i Q). Oba strumienie są doprowadzane do odbiornika. Tam następuje zsumowanie odebranych sygnałów i odtworzenie strumienia danych cyfrowych. Kolejnym stopniem jest dekodery przetwarzający sygnały cyfrowe na analogowe.

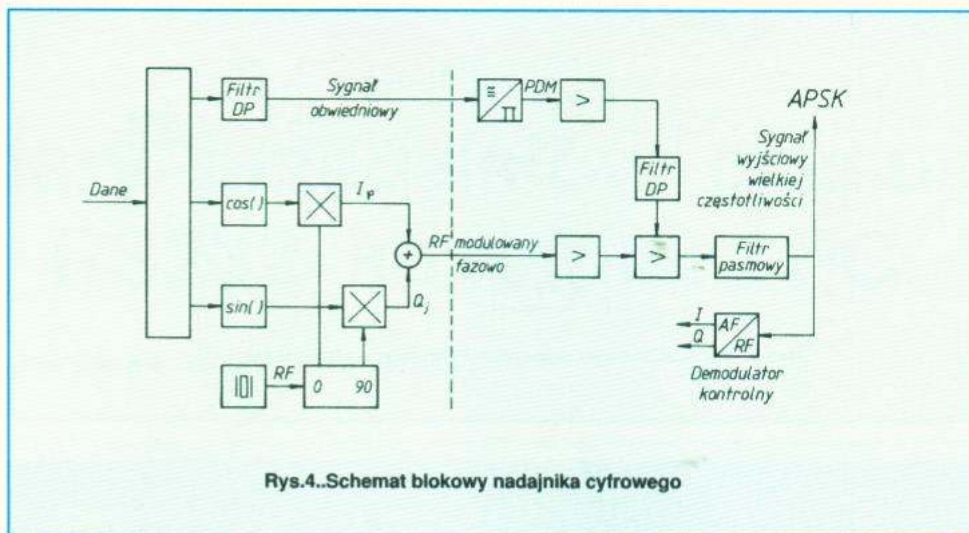
Szerokość pasma radiowego kanału transmisyjnego dla cyfrowej transmisji na falach średnich jest taka sama jak dla transmisji analogowej na tych falach, a mianowicie 9 kHz. Ponieważ w celu przeniesienia impulsów prostokątnych jest wymagana (teoretycznie) nieskończona wielka szerokość pasma transmisji, stosuje się "zaokrąglone" kształty sygnałów (o ograniczonych czasach narastania i opadania) po to, aby można było spełnić warunek skończonej wartości szerokości pasma. Do tego celu służą filtry dolnoprzepustowe (rys.3). Szerokość pasma będąca do dyspozycji w kanale radiowym na falach długich i średnich nie wystarcza do prostej binarnej transmisji (dane jako zera (0) i jedynki (1) lub ± 1).

W celu sprostania wymaganiom wytwarza się drogą modulacji dwa równoległe kanały danych. Wykorzystuje się dwie, przesunięte względem siebie w fazie, fale nośne wielkiej częstotliwości, jedną o przebiegu kosinusoidalnym (kanał I) i drugą o przebiegu sinusoidalnym (kanał Q). Umożliwia to podwojenie szybkości przesyłania danych.

Oba kanały wykorzystują ten sam zakres częstotliwości, a różnią się między sobą tylko fa-



Rys.3. Cyfrowa modulacja za pomocą struktury I oraz Q



Rys.4. Schemat blokowy nadajnika cyfrowego

zą fali nośnej wielkiej częstotliwości. Ponieważ zarówno sygnał w kanale I, jak i w kanale Q mogą przyjąć wartości zadane ± 1 , uzyskuje się stany czterofazowe. Odpowiednią modulacją cyfrową jest 4PSK (Phase Shift Keying - kluczowany przesuw fazy). Możliwa do uzyskania prędkość przekazywania danych jest jeszcze za mała z punktu widzenia wymagań cyfrowej transmisji akustycznej, należy wybrać stany o większej niż 4 liczbie faz, np. 32. Ponieważ $32 = 2^5$, można transmitować informację 5-bitową na jeden symbol danych.

W efekcie modulacji zrealizowanej zgodnie ze schematem blokowym przedstawionym na rys.3, w którym następuje sumowanie, zmodulowanych dwuwstęgowo bez fali nośnej (DSB - Double Side Band), sygnałów kanału I oraz kanału Q, otrzymuje się sygnał wyjściowy również bez fali nośnej. Przy wymaganych mocach wyjściowych w zakresie 10 ÷ 100 kW konieczne jest zastosowanie liniowego wzmacniacza mocy.

Nadajnik

W układzie nadawczym następuje przekształcenie sygnałów I i Q, przesuniętych względem siebie w fazie o 90° w odpowiednie sygnały A (amplituda) i Φ (faza) - rys. 4. Jest to równoważne algebraicznemu zsumowaniu składowych ortogonalnych (przesuniętych o 90° - prostopadłych) na składowe amplitudowo-fazowe, lub inaczej - przekształceniu opisu sygnału metodą współrzędnych kartezjańskich opisem we współrzędnych biegunowych. Układ, w którym uzyskuje się sygnał fazowy $\Phi(t)$, pracuje również z modulacją tak jak sygnały I oraz Q. Sygnał nie jest prostokątny, jest on odkształcony przez przebiegi kosinusoidalny i sinusoidalny (patrz. rys.4). Jest to wynikiem zastosowania modulatora fazowego o częstotliwości nośnej stabilizowanej przy użyciu rezonatora kwarcowego. Przekształcenie sygnałów I oraz Q w sygnały A i Φ ma tę zaletę, że można bezpośrednio modulować nimi istniejące nadajniki AM. Sygnał amplitudowy (sygnał obwiedniowy) doprowadza się do modulatora amplitudowego, a sygnał fazowy stosuje się do modulacji fazowej fali nośnej o częstotliwości radiowej. Na rys. 4 przedsta-

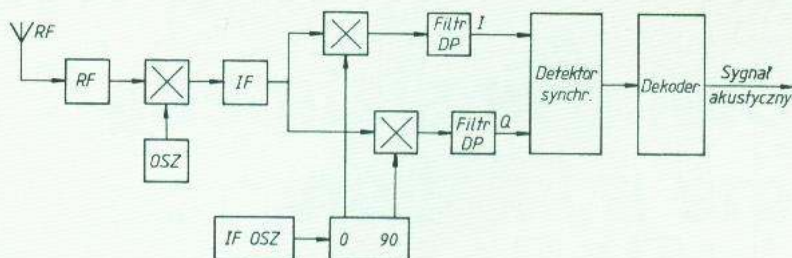
wiono, po prawej stronie od linii rozdzielającej, schemat blokowy konwencjonalnego nadajnika AM. Do wejścia tego nadajnika są doprowadzane sygnały uzyskane w części przedstawionej po lewej stronie. Obróbka sygnału ma na celu uzyskanie sygnału obwiedniowego (amplituda) i sygnału fazowego. Wprowadzenie transmisji cyfrowej po stronie nadajnika, przy zastosowaniu zaprezentowanej metody, jest związane ze stosunkowo niskimi kosztami.

Odbiornik

Stopnie wejściowe odbiornika cyfrowego obejmują m.in. wzmacnianie sygnałów o częstotliwościach radiowych (wzmacniacz wejściowy - RF, mieszacz - X i heterodyna - osz oraz wzmacniacz sygnałów o częstotliwości pośredniej - IF), podobnie jak w konwencjonalnym odbiorniku radiowym AM. Po nich następują kolejne mieszacze sygnałów I oraz Q, w których następuje mieszanie sygnałów w pasmie podstawowym. Następnie odbywa się filtracja (TP) oraz cyfrowa detekcja i synchronizacja. Uzyskane dane cyfrowe przekazuje się do dekodera akustycznego, który odtwarza oryginalny sygnał akustyczny. Ponieważ cyfrowa część odbiornika zawiera procesory sygnałowe, możliwa jest praca z tym samym sprzętem, jaki jest wymagany dla urządzeń DAB (Digital Audio Broadcasting - radiofonia cyfrowa). Należy tylko zainstalować odpowiednie oprogramowanie.

Prezentacja

Na międzynarodowych targach IFA 1995 w Berlinie prezentowano porównanie między transmisją analogową na falach ultrakrótkich i średnich a transmisją cyfrową na falach średnich. Technika transmisji cyfrowej na falach średnich opracowano we współpracy Telekom Fachhochschule (Szkoła Inżynierska Telekomunikacji) z Berlina i Forschungs- und Technologiezentrum z Berlina (Centrum Badawczo-Rozwojowe), które należy do przedsiębiorstwa Deutsche Telekom AG (Telekomunikacja Niemiec SA). Sygnały były emitowane z



Rys.5. Schemat blokowy odbiornika cyfrowego na fale średnie

nadajnika pracującego na częstotliwości 810 kHz, o mocy wyjściowej 1 kW, zlokalizowanego w berlińskiej dzielnicy Köpenick.

Na stanowisku demonstracyjnym można było wybrać za pomocą przycisków trzy rodzaje transmisji i usłyszeć efekty w głośniku. Nie trzeba dodawać, że odbiór sygnałów akustycznych drogą cyfrową był znakomity.

(aw/cr)

Opracowano na podstawie materiałów prasowych IFA'95

Słowa kluczowe: FALE ŚREDNIE, MODULACJA AM, MODULACJA CYFROWA, MODULACJA IMPULSOWA PSK, MODULACJA IMPULSOWA APSK

SE UNIPROD-COMPONENTS Sp. z o.o.

44-100 Gliwice, ul. Sowińskiego 26, tel./fax 0-32 38 20 34

OFICJALNY PRZEDSTAWICIEL FIRM

MAXIM ISO 9001

wzmacniacze operacyjne, przetworniki A/D i D/A, precyzyjne źródła referencyjne (1..100ppm), układy transmisji szeregowej RS-232, RS-485, linie opóźniające, geratory funkcyjne (MAX038), przetwornice DC-DC, układy Watchdog

BURR-BROWN ISO 9001

precyzyjne wzmacniacze operacyjne, wzmacniacze instrumentalne, izolacyjne i mocy, przetworniki A/D i D/A, układy SAMPLE/HOLD, multipleksery analogowe, przetworniki napięcie/częstotliwość i napięcie/prąd, konwertyery sygnałów z izolacją galwaniczną

SEIKO-EPSON ISO 9001

kwarce i oscylatory kwarcowe (SG-, SPG-, MG), zegary czasu rzeczywistego (RTC-72421 itp.)

mikrokontrolery 4-bitowe (V_{CC} 0.9..5.0V), kontrolery specjalizowane (LCD, TelCom itp.), pamięci SRAM (T_{DPR} -40..+85°C, I_{DDR} 0.25 μ A)

J.S.T.

złącza zaciskane i samozaciskowe, standardowe i SMD, mikrozłącza, złącza w standardzie PCMCIA, końcówki kablowe taśmowane i luzem, przewody

HIRSCHMANN

kablowe złącza przemysłowe (IP67), złącza AUDIO-VIDEO, sondy laboratoryjne

LITTELFUSE

bezpieczniki topikowe, półprzewodnikowe, specjalne (samochodowe, SMD), oprawki do bezpieczników, filtry sieciowe

POZOSTAŁA OFERTA HANDLOWA

POWER CONVERTIBLES ISO 9001

przetwornice DC-DC małej i średniej mocy

DATAFORTH

przetworniki pomiarowe z izolacją galwaniczną, modemy i multipleksery przemysłowe, konwertyery RS-232/RS-485, programowalne moduły interfejsu

ATMEL ISO 9001

mikrokontrolery 89C51, 89C52, 89C1051, 89C2051 (Flash Memory), pamięci EEPROM szeregowe i równoległe, układy programowalne PLD i FPGA

RAMTRON

pamięci FRAM (EEPROM - 10 mld cykli zapisu)

MATSUO

kondensatory tantalowe

SMARTEC

czujniki temperatury, wilgotności i podczerwieni

PICVUE ISO 9001

alfanumeryczne i graficzne wyświetlacze LCD

INNE

emulatory mikroprocesorów rodziny 8051, programatory pamięci i mikrokontrolerów, mikroprocesory 80C31, 80C51, analizatory logiczne, adaptery DIL, PLCC, PGA, złącza testowe

ZAMÓWIENIA przyjmujemy listownie, faksem lub osobiście; **WYSYŁKA** pocztą, koleją lub Servisco na koszt klienta, dla firm **BEZPŁATNE** katalogi, próbki, materiały informacyjne

ZAPRASZAMY DO WSPÓŁPRACY

Prosty sposób pomiaru okresu (przedziału czasu) za pomocą minimalnych środków sprzętowych. Metoda polega na odpowiedniej obsłudze linii interfejsu RS232. Możliwe jest rozszerzenie układu zapewniające zwiększenie zakresu i dokładności pomiaru okresu oraz pomiaru częstotliwości.

Proste pomiary przedziałów czasu interfejsem RS232 komputera PC

Mirosław Gieroń, Robert Müller, Marek Pałka

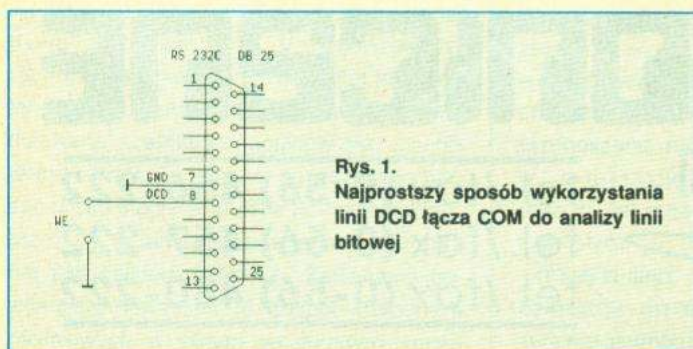
Spadek cen komputerów (zwłaszcza starszych typów) stwarza warunki do poszukiwania racjonalnych sposobów korzystania z zasobów tych interesujących urządzeń. W artykułach "ReAV" (nr 2 i 3/1996) był opisany prosty sposób wykorzystania portu joysticka do pomiarów rezystancji. W tym artykule opisano pomiary przedziału czasu za pomocą złącza RS232 komputera PC.

Pomiary przedziału (interwału) czasu należą do podstawowych zadań metrologii. Zasada pomiaru czasu polega na zliczaniu impulsów o częstotliwości wzorcowej f_w w jednym lub wielu okresach (multi-period) częstotliwości mierzonej f_x . Uzyskanie dokładnego pomiaru jest możliwe po spełnieniu warunku $f_w \geq 1000 \cdot f_x$.

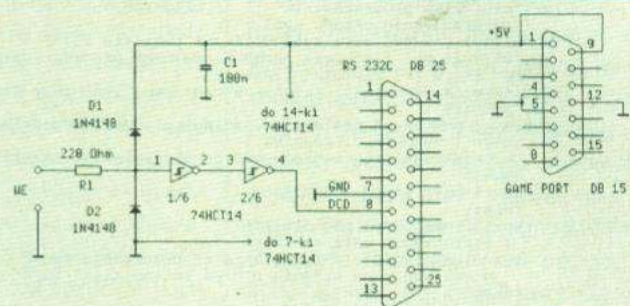
Układ w wersji podstawowej mierzy sygnały w standardzie napięciowym TTL/CMOS. Do rejestracji zmian stanów wejścia można wykorzystać jeden z dostępnych interfejsów komputera: Centronics (5 linii wejściowych), game port (8 linii wejściowych) lub RS232C (4-bitowe linie wejściowe); wszystkie z nich akceptują sygnały binarne w logice TTL/CMOS. Wybrano interfejs RS232C (łącze COM1 lub COM2) z powodu największej średniej przepustowości w porównaniu z pozostałymi interfejsami. Warto pamiętać, że w zasadzie interfejsy komputera nie spełniają wymagań stawianych w normach, są to tylko uproszczone ich aplikacje.

Na rys. 1 przedstawiono najprostszą aplikację umożliwiającą analizę stanu linii DCD (Data Carrier Detect) portu MSR (Modem Status Register) łącza COM. Numer łącza COM zależy od użytkownika, dla COM1 należy przyjąć adres MSR równy 3FEh, zaś dla COM2 – adres 2FEh. Należy prócz tego wprowadzić układy wejściowe mające na celu dopasowanie amplitudy, kształtu oraz zabezpieczenie wejścia przed zbyt dużymi napięciami. Opisany układ nie zawiera rozbudowanych obwodów wejściowych, gdyż z założenia służy do pomiarów wolnozmiennych sygnałów o poziomach logiki TTL/CMOS. Jakość działania można poprawić wprowadzając na wejściu szereg (najmniej dwóch) przerzutników Schmitt'a 7414 po to, aby poprawić stromość zboczy sygnałów (rys. 2) oraz – po dodatkowej rozbudowie układu dzielnika, np. 7490 lub innego (7493, 4040/4060 itp.) – rozszerzyć zakres mierzonych częstotliwości. Wtedy sygnały z dzielników częstotliwości można doprowadzać do innych wejściowych linii bitowych. Powinny być stosowane układy z serii HC lub (najlepiej) HCT. Do zasilania układów można wykorzystać napięcie +5 V z gniazda interfejsu game port, gniazda klawiatury lub (za pomocą przedłużacza) z zasilacza komputera.

Na wydruku 1 przedstawiono schemat programu dokonującego pomiaru okresu w zakresie od 1 ms do sekund. Program dokonuje analizy stanu linii DCD (w gnieździe DB25 pin 8 DCD/pin 7 GND lub w gnieździe DB9 pin 1 DCD/pin 5 GND). Test dokładności programu



Rys. 1. Najprostszy sposób wykorzystania linii DCD łącza COM do analizy linii bitowej



Rys. 2. Zabezpieczenie linii DCD łącza COM z normowaniem sygnału przerzutnikami Schmitt'a

```

Wydruk 1. Program dla prostych pomiarów okresu z pomocą
linii DCD łącza COM1.
uses crt, dos; { dołączenie wymaganych modułów }

var fq, { podstawowa częstotliwość zegara }
    ff, { programowana częstotliwość zegara }
    blad, { błąd programowania zegara }
    r:real; { rzeczywisty dzielnik FQ }
    w:word; { całkowity dzielnik FQ }
    l, { licznik }
    li:longint; { pomocniczy licznik }
    p:pointer; { adres pierwotnej procedury obsługi INT8 }
    z:char; { znak z klawiatury }

($F+)
procedure dodawaj;
{ wymienna procedura obsługi przerwania zegarowego INT 8h }
interrupt;
begin
    inc(l); { inkrementacja licznika }
    port[$20] := $20; { koniec przerwania IRQ }
end;
($F-)

procedure zezwol_na_irq(irq:byte);
{ zezwolenie na przerwanie sprzętowe o numerze IRQ }
var imr, mask:byte;
begin
    mask := not (1 shl irq);
    imr := port[$21];
    imr := imr and mask;
    port[$21] := imr;
end;

procedure zabron_irq(irq:Byte);
{ zabronienie przerwania sprzętowego o numerze IRQ }
var imr, mask:byte;
begin
    mask := 0;
    mask := mask or (1 shl irq);
    imr := port[$21];
    imr := imr or mask;
    port[$21] := imr;
end;

procedure zegar(f:Word);
{ programowanie nowej częstotliwości zegara }
begin
    port[$43] := $34;
    port[$40] := lo(f);
    port[$40] := hi(f);
end;

procedure test;
{ procedura do obserwacji stanu portu MSR łącza COM1 }
var i, w, b:byte;
begin
    repeat
        b := port[$3fe]; { zawartość portu MSR }
        gotoxy(1, 20);
    until

```



```

writel('Bity portu MSR');
writel('B7 B6 B5 B4 B3 B2 B1 B0');
gotoxy(1,22);
for i:=0 to 7 do ( wypisywanie kolejnych bitów portu MSR )
if b and (128 shr i)<>0 then write(' 1 ')
else write(' 0 ');
{ bit B7 odpowiada linii DCD }
until keypressed;
z:=readkey;
end;

procedure okres;
{ procedura do pomiarów okresu przebiegów w standardzie TTL/CMOS
przez linię DCD (pin 8 złącza DB25 - między masą pin 7 złącza DB25)
złącza COM1 }
begin
ff:=10000; { nowa częstotliwość taktów INT 8h w Hz }
{ ustalenie dzielnika częstotliwości }
fq:=1193181; { częstotliwość podstawowa zegara w Hz }
r:=fq/ff; { rzeczywisty dzielnik FQ }
w:=trunc(r); { całkowity dzielnik FQ }
blad:=1-(w/r); { błąd wyznaczenia dzielnika }
gotoxy(1,7);
writel('Pomiary okresu');
writel('Częstotliwość zadana ',ff:7:0,' Hz');
writel('Częstotliwość ustawiona ',fq/w:7:0,' Hz');
writel('Błąd programowania ',blad*100:5:3,' % ');
{ programowanie układu 8253 }
zegar(w); { zadań nową częstotliwość podziału FQ/FF }
getintvec(8,p); { pobierz adres pierwotnej procedury dla INT 8h }
zabron_irq(0); { zablokuj linie IRQ }
setintvec(8,@dodawaj); { ustaw adres nowej procedury dla INT 8h }
{ pomiary }
repeat { powtarzaj pomiary do naciśnięcia dowolnego klawisza }
l:=0; { zerowanie licznika }
{ oczekiwanie na wejściu DCD na zmianę stanu LO/HI }
repeat
until port[$3fe] and 128=0;
repeat
until port[$3fe] and 128=128;
{ rozpoczęcie odliczania }
zezwo_lna_irq(0); { zezwolenie na przerwanie IRQ 0 }
{ oczekiwanie na wejściu DCD na zmianę stanu LO/HI }
repeat
until port[$3fe] and 128=0;
repeat
until port[$3fe] and 128=128;
{ koniec wyznaczania okresu }
ll:=l; { zapamiętaj stan licznika }
zabron_irq(0); { zablokuj linie IRQ 0 }
l:=ll; { licznik }
gotoxy(1,12);
write('Liczba impulsów = ',l:6);
gotoxy(1,13);
write('Okres = ',1*(w/fq):10:5,' s');
gotoxy(1,14);
write('Częstotliwość = ',1/(1*(w/fq)):10:2,' Hz');
delay(500); { opóźnienie dla pomiarów }
until keypressed;
setintvec(8,p); { przywróć przerwanie INT 8h }
zegar(0); { rozprogramuj zegar }
zezwo_lna_irq(0); { odblokuj linie IRQ 0 }
z:=readkey;
end;

begin { program główny }
repeat
clrscr;
writel('1 : Test stanu portu');
writel('2 : Pomiary okresu');
writel('3 : Koniec');
writel;
write('Wybierz opcję: ');
z:=readkey;
case z of
'1':test;
'2':okres;
'3':z:=#27;
end;
until z=#27;
end.

```

i układu wykonano za pomocą częstotliwości wzorcowych, pobieranych z odpowiedniego wyjścia częstotliwościomierza-czasomierza cyfrowego typu PFL-22 w zakresie 1 s, 0,1 s, 0,01 s i 0,001 s. Uzyskano błąd zliczania ± 1 impuls (jak dla typowego licznika) bez znaczącego wpływu innych błędów.

Podstawowe błędy tej metody to: błąd stabilności częstotliwości zegarowej FQ, błąd dyskretyzacji ($100/N$, przy czym N – liczba zliczonych impulsów) oraz błąd bramkowania (w naszym przypadku bramkowania "programowego") – analizy stanu linii DCD łącza COM1.

Na podobnej, jak opisana zasadzie można zbudować układ do pomiaru częstotliwości, wtedy jest zliczana liczba zmian stanów linii bitowej w określonym interwale czasu wyznaczanym przez takty zegara. Należy pamiętać, że typowe interfejsy RS232 komputera PC w starszych modelach są przystosowane do przesyłania danych z częstotliwością ok. 150 KBodów (bitów na sekundę), co odpowiada częstotliwości zmian stanów. W zasadzie możliwości te wynoszą do 170 kHz, czasami nawet do 300 kHz, należy to zbadać doświadczalnie, wynik zależy od konkretnego typu karty I/O zawierającej interfejs RS232. Nowsze rozwiązania zapewniają przesyłanie danych z większą częstotliwością, nawet do 460 kHz (nowe układy UART 16550).

LITERATURA

- [1] Gieroń M., Tomaszewska A.: Pomiary rezystancji z wykorzystaniem łącza joysticka komputera PC (cz. 1). "Radioelektronik Audio Hi-Fi Video" nr 2/1996
- [2] Gieroń M., Tomaszewska A.: Pomiary rezystancji z wykorzystaniem łącza joysticka komputera PC (cz. 2). "Radioelektronik Audio Hi-Fi Video" nr 3/1996
- [3] The Norton Guide: Assembly Language DataBase, Peter Norton Computing Inc., 1987
- [4] Gieroń M.: Pomiar wydajności komputera, Świat PC-tów nr 9/1993
- [5] Jonas J.: Komputer i pomiary. WKŁ, Warszawa 1990

Słowa kluczowe: KOMPUTER IBM RS232 GAME-PORT POMIAR CZĘSTOTLIWOŚĆ

SYSTEM
87-115 TORUŃ 16

ELEMENTY ELEKTRONICZNE

wystarczy zadzwonić

tel./fax (0-56) 456-222
tel./fax (0-56) 457-222
tel./fax (0-56) 480-222

Profesjonalnie opracowany zestaw FuzzyTECH - MP do praktycznej nauki projektowania automatów z wykorzystaniem metod logiki naturalnej (Fuzzy Logic)

FuzzyTECH - MP

zestaw ćwiczebno-uruchomieniowy

Jerzy Frydrychowicz

Naukę praktycznego stosowania pojęcia rozmytego (z braku lepszego określenia w artykule będziemy mówić o logice naturalnej) można zacząć od studiów literaturowych (podstawy), a następnie budowy prostych obiektów sterowania, jak np. opisany w [1]. Kto jednak chce (lub musi) w krótkim czasie nabyć umiejętności praktyczne potrzebne konstruktorowi, nauczycielowi, studentowi/dyplomantowi, czyni słuszenie, sięgając po któryś z profesjonalnie opracowanych zestawów ćwiczebno-uruchomieniowych. Jednym z nich jest zestaw o nazwie FuzzyTECH-MP, firmowany przez Microchip, znany amerykański koncern półprzewodnikowy. Oprogramowanie tego zestawu, o nazwie FuzzyTECH, pochodzi z firmy Inform Software Corporation z USA. Zestaw FuzzyTECH-MP przystosowano do współpracy z komputerami IBM PC i równorzędnymi. Minimalne wymagania sprzętowe to: procesor 386, 2 MB RAM, 6 MB na dysku stałym, grafika o rozdzielczości 800x600 lub 1024 x 768, kolor zalecany, choć nie niezbędny, poza tym Microsoft Windows 3.1 w trybie Enhanced.

Koncepcja zestawu - opis części sprzętowej

Zestaw FuzzyTECH-MP składa się z trzech wzajemnie "dostrojonych" części, podporządkowanych ogólnej koncepcji dydaktycznej: sprzętu o nazwie FuzzyLAB, oprogramowania FuzzyTECH i dokumentacji użytkownika. Część sprzętowa to układ termostatu rozmieszczony na płytce drukowanej dwustronnej o wymiarach 125 x 90 mm (rys. 1), przewód łączący płytkę z łączem RS232 PC-ta oraz zasilacz 5 V (stabilizowany) i 9 V (niestabilizowany). Termostat to rezystor-grzejnik zasilany ze źródła sygnału o modulowanej szerokości impulsów oraz czujnik termistorowy. Ten zespół umieszczono bardzo blisko siebie w otulinie termoizolacyjnej, przez co termostutowanie wbrew pozorom nie jest całkiem trywialne. Zauważmy bowiem, że termostat to zespół elementów nieliniowych o silnym wzajemnym sprzę-

żeniu. Na czujnik temperatury oddziałują bowiem 2 źródła ciepła: zewnętrzne (rezystor-grzejnik) oraz wewnętrzne (prąd przepływający przez termistor). Na płytce znalazły również miejsce elementy nastawcze, jak potencjometry i mikrosterki, łączniki sygnalizacyjne, jak diody elektroluminescencyjne i wyświetlacze 7-segmentowe oraz procesor komunikacyjny MAX232. Najbardziej skomplikowanym podzespołem jest mikrosterownik "RISCowy" typu PIC16C17 firmy Microchip, 18-końcówkowy układ scalony o architekturze Harvard. Jego cechy to rejestry zorganizowane jako pliki oraz odrębne magistrale i pamięci dla danych (pamięć RAM, szerokość magistrali 8 bitów) i rozkazów (pamięć EPROM 12 x 1K wbudowana "on chip", magistrala 12 bitów). Mimo niewielkiej (33) liczby rozkazów, PIC16C71 zapewnia dużą szybkość realizacji operacji bitowych, bajtowych oraz działań na rejestrach. Cechy architektury Harvard, m.in. różna dla danych i rozkazów długość słowa umożliwia bowiem, w trakcie wykonywania jednego rozkazu, pobieranie i przygotowanie następnego.

Dla użytkowników, którzy chcą opracować własne aplikacje, czy strategie sterowania, przewidziano na płytce niewielkie pole lutownicze, a oprócz tego zapasowy, "czysty" układ PIC16C71, do którego można wpisać samodzielnie opracowany program.

Program FuzzyTECH

Oprogramowanie (nazwano je FuzzyTECH) umożliwia m.in.:

- symulację zachowania się skomplikowanych obiektów sterowania,
- nadzorowanie pracy termostatu na płytce zestawu,
- opracowanie przez użytkownika własnych programów użytkowych, ich optymalizację, przenoszenie na inne platformy sprzętowe, w tym realizację regulatorów samodzielnych (bez PC-ta) oraz działających w czasie rzeczywistym,
- pracę w sieci.

Symulacja dynamicznego zachowania się żurawia jezdnego (patrz np. [1]) jest jednym

z "klasycznych" zadań w nauczaniu Fuzzy Control. Oprogramowanie FuzzyTECH dzięki dobremu edytorowi graficznemu i systemowi rozwijalnych menu bardzo ułatwia wgląd w dynamikę tego zadania nawet bez konieczności rozumienia teorii. Użytkownik może zmieniać parametry fizyczne symulowanego obiektu, strategię sterowania itp., a wyniki swojej pracy zapisać jako kolejną edycję firmowej wersji programu symulacji. Regulacja temperatury za pomocą termostatu na płytce FuzzyLAB jest podstawowym zadaniem, z jakim użytkownik zetknie się w początkowym okresie pracy. Przewidziano dwa tryby pracy. Pierwszy to regulacja ręczna przy wyłączonym module Fuzzy w programie FuzzyTECH; jej celem jest poznanie podobieństw i różnic w działaniu "pana Władzia", zatrudnionego np. w kotłowni i regulatora elektronicznego. Ta wiedza przydaje się przy wstępnym wyborze strategii sterowania automatycznego. Drugi tryb to sterowanie programowe, w pełni nadzorowane przez program. Termostat może pracować jako regulator proporcjonalny lub proporcjonalno-różniczkowy. Użytkownik dysponuje całym arsenalem środków i narzędzi współczesnej techniki Fuzzy. Za ich pomocą firmowy program obsługi termostatu można zmieniać, optymalizować kilkoma metodami, przenosić na inne platformy sprzętowe, czy przystosować sam termostat do pracy autonomicznej (bez komputera).

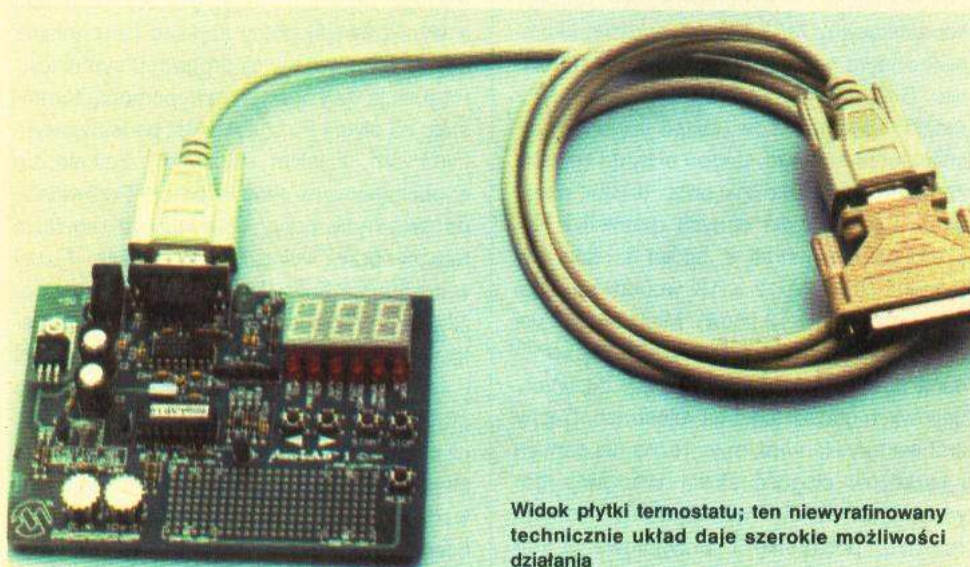
Pole lutownicze na płytce oraz "zapasowy" mikrosterownik PIC16C71 umożliwiają np. zmianę termostatu na termohigrostat czy higrotermostat (z pomiarem wilgotności) itp. Ograniczeniem będą tu jedynie zasoby układu PIC16C71.

Zmienne i inne dane mogą być do programu wprowadzane przez arkusz kalkulacyjny lub jako "macierz relewancji" FAM (Fuzzy Associative Map). FAM przypisuje poszczególnym regułom algorytmu sterowania "wagi" proporcjonalne do ważności danej reguły w całości procesu (jej "relewancji"). Ciekawe, że "ważenie" reguł może "rozmyć" zbiór reguł, co (za cenę komplikacji) może nadać algorytmowi nowe wymiary, ważne np.

w pracy naukowej. Macierz "relewancji" FAM może być również trójwymiarowa.

Język sprzętowy - FTL

Projekty własne w postaci algorytmów sterowania można wyprowadzić jako pliki ASCII w specjalnym języku FTL (Fuzzy Technology Language), łatwo czytelne, a modyfikowane za pomocą najprostszych nawet edytorów tekstu. Język FTL jest dobrze (z przykładami algorytmów) opisany w dokumentacji FuzzyTECH-MP. Po ewentualnej optymalizacji algorytmów można je skompilować do postaci plików HEX i następnie wpisać do pamięci EPROM układu PIC16C71 (oraz dwóch innych), m.in. za pomocą opisywanych w "ReAV" programatorów ALL-03A oraz ALL-07 [2], [3].



Widok płytki termostatu; ten niewyrafinowany technicznie układ daje szerokie możliwości działania

Wyrażanie algorytmów sterowania w języku FTL ułatwia przenoszenie programów z FuzzyTECH-MP na inne (np. na sprzęt obcej produkcji). Oprogramowanie zestawu umożliwia współpracę ze sztucznymi sieciami neuronowymi, jednakże po zakupie programu uzupełniającego.

Dla zaawansowanych

Twórcy systemu FuzzyTECH pomyśleli o aplikacjach wymagających przetwarzania w czasie rzeczywistym (np. system hamowania przeciwoślizgowego w motoryzacji tzw. ABS). Zastosowano tu ciekawe podejście, w swej istocie podobne do koncepcji Cache Logic opisanej w [7]. Kod reprezentujący algorytm sterowania dzielony jest na dwie części: "statyczną" do zarządzania przebiegami wolnozmiennymi i "dynamiczną" pracującą "w tle", a uruchamianą w (rza-

dkich) przypadkach pojawienia się przebiegów o dużej dynamice zmian. Korzystanie z tej koncepcji ułatwia architektura Harvard ze zmienną szerokością magistrali i długością słowa.

Użytkownik zestawu ma do dyspozycji wiele metod optymalizacji i poprawiania algorytmu sterowania; wymienianie ich zbyt poszerzyłoby ramy artykułu.

Zestaw FuzzyTECH-MP jest wytwarzany w dwóch wersjach: pełnej o nazwie FuzzyTECH-MP, dopuszczający osiem zmiennych wejściowych, osiem wyjściowych, siedem termów lingwistycznych na zmienną (np. "ciepło", "letnio", "chłodno" itp.) i jeden zestaw reguł, a więc umożliwiający realizowanie dość dużych projektów. Autor dysponował zestawem prostszym – Fuzzy-

TECH-MP Explorer (dwie zmienne wejściowe, jedna wyjściowa, pięć termów lingwistycznych na każdą zmienną, jeden zbiór reguł).

Dokumentacja zestawu

Dokumentacja dla użytkownika obejmuje prawie 290 stron treści i 170 ilustracji. Napisana w języku angielskim, zawiera wszystko co jest konieczne do skutecznej nauki i praktyki automatyzacji z wykorzystaniem logiki naturalnej. Użytkownik znajdzie zarówno definicje terminów z tej dziedziny, jak: wykaz literatury, komunikaty o błędach systemu, wzory przeliczeniowe i wiele sugestii rozszerzających podstawowy zakres tematyczny. Szczególnie pożyteczne są jednak ilustracje i komentarze objaśniające czynności praktyczne. Kto przeczytał publikację na temat Fuzzy Logic, np. w naszym czasopiśmie

[1], [4], [5], [6], może od razu zasiąść przy komputerze i za pomocą instrukcji fabrycznej rozpocząć praktyczną naukę. Osobom bez takiego przygotowania wstępne rozdziały instrukcji umożliwiają szybkie nabycie potrzebnej wiedzy podstawowej.

Ocena zestawu

Ogólna ocena zestawu po jego kilkutygodniowym użytkowaniu jest pozytywna. Całość jest starannie przemyślana. Część sprzętowa dzięki swej prostocie technicznej nie onieśmiela użytkownika, a dydaktycznie przemyślany program i dokumentacja szybko odkrywają przed adeptami Fuzzy Control szerokie horyzonty tej pasjonującej dziedziny. Autor zna inne zestawy tego rodzaju, sądzi jednak, że właśnie w naszych krajowych realiach FuzzyTECH-MP stanowi korzystny kompromis między ceną zestawu a jego przydatnością.

Co bym chętnie zmienił w FuzzyTECH-MP? Po pierwsze, wielu użytkownikom przydałaby się lista rozkazów mikrosterowników rodziny PIC16/17 i pomoc w pozyskaniu jej asemblera; proponowane przez Microchip źródła są dla większości potencjalnych użytkowników zestawu niedostępne.

Po drugie, tempo nauki może być tak duże, że niejeden użytkownik dojrzeje do budowy własnych aplikacji na platformie sprzętowej FuzzyTECH-MP, a wtedy okaże się, że przydałby się najprostszy bodaj interfejs do opcjonalnych czujników lub układów wykonawczych rozmieszczonych w polu lutowniczym.

Po trzecie, polskojęzyczna instrukcja zwiększyłaby przydatność zestawu, np. w szkolnictwie średniego szczebla, a również wielu amatorów i hobbistów zainteresowanych jest tym nowo-starym sposobem rozumowania i jego praktycznymi implikacjami.

LITERATURA

- [1] Frydrychowicz J.: Fuzzy-Logic (4) Prosty model obiektu sterowania. "ReAV" nr 12/1995
- [2] Frydrychowicz J.: Uniwersalny programator pamięci i tester układów scalonych ALL-03. "ReAV" nr 3/1994
- [3] Frydrychowicz J.: Wielofunkcyjny programator pamięci/tester układów scalonych. "ReAV" nr 9/1994
- [4] Zieliński T.: Fuzzy-Logic – Nowe horyzonty (1) Paradoks tysego. "ReAV" nr 4/1994
- [5] Zieliński T.: Fuzzy-Logic – Układ człowiek-maszyna (2). "ReAV" nr 1/1995
- [6] Zieliński T.: Fuzzy-Logic – Układ człowiek-maszyna (3). "ReAV" nr 3/1995
- [7] Frydrychowicz J.: Rekonfigurowalne układy logiczne – szansa dla ambitnych firm. "ReAV" nr 3/1996

Słowa kluczowe: FUZZY, FUZZYLAB, FUZZYTECH, PIC16C71, MICROCHIP, PROGRAM, PLYTKA

Piotr Janas

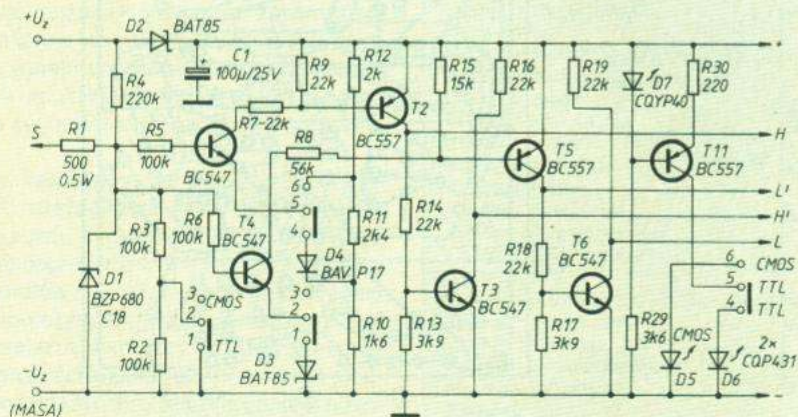
Dane techniczne

1. Możliwość testowania stanów logicznych dla układów CMOS serii 4000 w zakresie napięć od 5 do 15 V, dla układów TTL oraz dla wszystkich serii kompatybilnych z nimi.
2. Akustyczna sygnalizacja poziomów logicznych (niskiego i wysokiego) tonem o odpowiednio małej i większej częstotliwości.
3. Zgodność sygnalizacji poziomów logicznych ze standardami układów CMOS i TTL na poziomie ok. 10%.

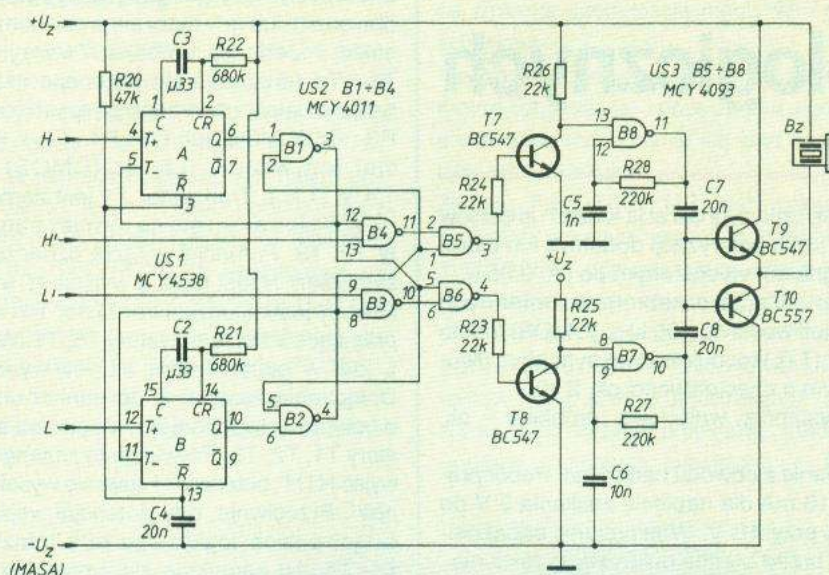
7. Zasilanie z obwodu badanego. Pobór prądu od 10 mA dla napięcia zasilania 5 V do 20 mA przy 15 V. Wewnętrzne zabezpieczenie przed błędną polaryzacją zasilania.

Dioda świecąca D5 (lub D6) sygnalizuje wybrany tryb pracy próbnika. Dioda jest zasilana ze źródła prądowego wykonanego z tran-

Przy stałym potencjale wejścia S próbnika, jedynki na wyjściach bramek B1 i B2 powodują, że o pracy części cyfrowej decyduje stan wejść oznaczonych jako H' i L'. Gdy potencjał S zawiera się w przedziale przejściowym (stan wysokiej impedancji) na obu wejściach H' i L' utrzymuje się wysoki potencjał. Zero na wyjściach bramek B3 i B4 wymusza jedynki na wyjściach B5 i B6. Przewodzące tranzystory T7 i T8 blokują generatory tonów wysokiego i niskiego. Logiczna jedynka na wejściu próbnika obniża potencjał wejścia H' wymuszając jedynkę na wyjściu bramki B4. Powoduje to pojawienie się zera na wyjściu B5, zamknięcie tranzystora T7 i uruchomienie generatora tonu wysokiego. Podobnie działa tor sygnalizacji logicznego zera. Przy dynamicznie zmieniającym się potencjale wejścia działanie próbnika zależy dodatkowo od pracy przerzutników A i B. Każdy z nich, wyzwalany dodatnim zboczem na wejściu T+ (pod warunkiem występowania jedynki na T-) generuje na wyjściu Q dodatni impuls o długości τ określonej przez stałą czasu elementów R22, C3 (R21, C2). Dodatnie zbocze występujące na wejściu próbnika wyzwala przez wejście H przerzutnik A, natomiast zbocze ujemne (dodatnie na wejściu L) wyzwala przerzutnik B.



Rys. 1. Schemat obwodów wejściowych próbnika



Rys. 2. Schemat części cyfrowej próbnika

Pojedynczy, krótki impuls o polaryzacji dodatniej wyzwala przerzutnik A, który wymusza stan "zero" na wyjściu bramki B1. Pojawiający się na wyjściu B4 stan "jeden" wywołuje "zero" na wyjściu B5 zamykając tranzystor T7. Na okres τ zostaje uruchomiony generator wysokiego tonu. Stany "jeden" wymuszone przez B1 na wyjściach bramek B2

i B6 zapobiegają jednoczesnemu uruchomieniu generatora tonu niskiego. W podobny sposób przebiega sygnalizacja impulsu ujemnego.

Przy szybkozmiennym ciągu impulsów, dzięki możliwości pracy w dwóch trybach, przerzutniki A i B uruchamiają generatory akustyczne naprzemiennie. Gdy przerzutnik

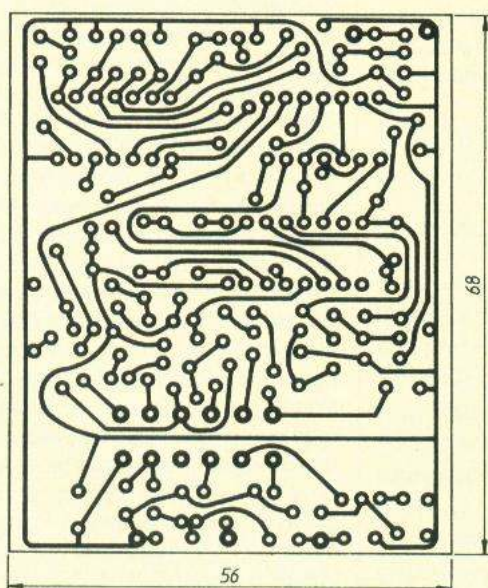
A uruchamia na czas τ generator tonu wysokiego, impuls na wyjściu B zostaje wydłużony i dopiero po zakończeniu pracy przez A na czas τ zostaje włączony generator tonu niskiego. Przerzutnik A przechodzi w tryb pracy z wydłużaniem impulsu i cały cykl powtarza się.

Konstrukcja

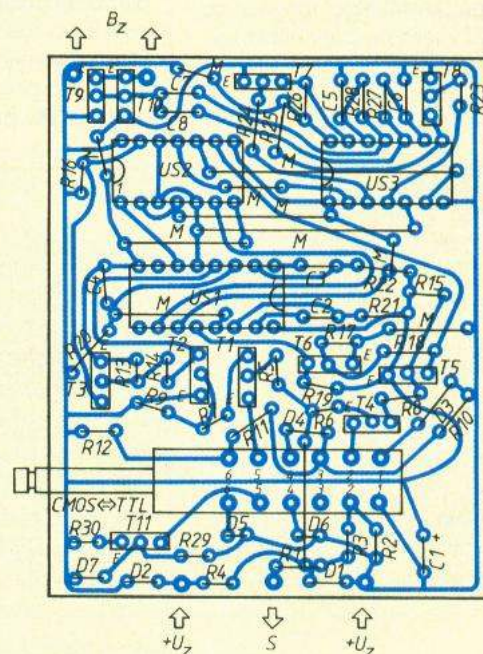
Projekt jednostronnie drukowanej płytki o wymiarach 56x68 mm jest przedstawiony na rys. 3, natomiast rozmieszczenie elementów – na rys. 4. Konstrukcję należy rozpocząć od wlutowania mostków M, gdyż niektóre z nich są poprowadzone pod innymi elementami. Duża zwartość układu wymaga pionowego montażu rezystorów i użycia kondensatorów o niewielkich wymiarach. Całość można zamknąć w plastikowej obudowie wyprowadzając z boku przycisk przełącznika CMOS-TTL, a w górnej pokrywie LED-D5 i D6 sygnalizujące wybrany przełącznikiem tryb pracy. Przewody zasilające warto zakończyć miniaturowymi, różnokolorowymi zaciskami typu "krokodylek". Jako przewód sondy S można wykorzystać elastyczny i zakończony nierdzewną, izolowaną końcówką przewód, stosowany w fabrycznych przyrządach pomiarowych. W próbniku zastosowano dwusegmentowy, niezależny przełącznik klawiszowy typu Isostat.

Po poprawnym montażu i użyciu sprawnych elementów próbnik nie wymaga podczas uruchamiania żadnych czynności regulacyjnych.

Słowa kluczowe: STANY LOGICZNE, PRÓBNIK, TTL, CMOS



Rys. 3. Płytką drukowana próbnika

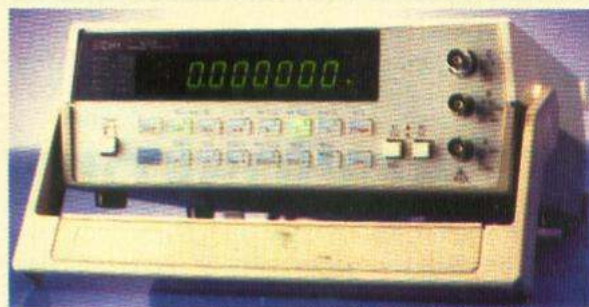


Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

Częstościomierz - model 8220R - jest wytwarzany przez tajwańską firmę CHY FIREMAFTE CO., LTD. znaną z produkcji multimetrów cyfrowych. Przy stosunkowo niskiej cenie umożliwia on pomiar nie tylko częstotliwości ale wielu innych parametrów, w tym okresu sygnału. Unikatową funkcją przyrządu jest pomiar modyfikowany matematycznie. Import i dystrybucję częstościomierza prowadzi firma Biall z Gdańska

Częstościomierz CHY8220R

Adrian Wiczorkowski



Częstościomierz CHY8220R mierzy częstotliwość w trzech kanałach. Jest poza tym wyposażony w interfejs szeregowy RS232C. Przyrząd mierzy w kanale A częstotliwość od 0,05 Hz do 120 MHz, okres, liczbę obrotów na minutę, współczynnik wypełnienia impulsów, szerokość impulsu oraz stosunek i różnicę częstotliwości sygnałów doprowadzonych do wejść kanałów A i B. W pozostałych dwóch kanałach pasmo mierzonych częstotliwości jest inne: od 10 Hz do 2,5 MHz w kanale B i od 50 MHz do 1,3 GHz w kanale C. Możliwości pomiarowe poszczególnych kanałów pomiarowych częstościomierza są przedstawione w tablicy.

Do obsługi częstościomierza służy 16 podświetlanych przycisków funkcyjnych. Ze względu na dużą liczbę realizowanych funkcji pomiarowych zastosowano potrójne przyporządkowanie większości przycisków. Wyniki pomiarów są wyświetlane na zielonym 9-cyfrowym wyświetlaczu typu LED, zawierającym ponadto 26 diod świecących, sygnalizujących włączenie danej funkcji pomiarowej oraz jednostkę mierzonej wielkości. Częstościomierz podstawy czasu częstościomierza (100 MHz) jest stabilizowana kwarcem. Długoterminowa stabilność tej częstotliwości wynosi ± 10 ppm na rok, a stabilność cieplna także ± 10 ppm w zakresie temperatur od 0 do 50°C.

Większość funkcji pomiarowych przyrządu można zrealizować w kanale A. Do wejścia tego kanału można doprowadzać zarówno sygnały zmienne jak i stałe. Dostosowanie amplitudy sygnału doprowadzonego do wejścia kanału A umożliwia tłumik ($\times 10$ i $\times 1$), a separację od sygnałów zakłócających – specjalny filtr.

Funkcją niespotykaną w innych częstościomierzach należących do tej klasy cenowej jest pomiar okresu sygnału, a także sumowanie (Totalize) doprowadzanych impulsów, pomiar liczby obrotów na minutę, szerokości impulsu oraz współczynnika wypełnienia impulsów. Przy pomiarze współczynnika wypełnienia oraz szerokości impulsu użytkownik ma możliwość wyboru synchronizacji sygnałem ujemnym lub dodatnim.

Inną ważną funkcją częstościomierza 8220R jest wykonywanie operacji matematycznych. Jeżeli do jego wejść A i B doprowadzimy sygnały o różnych częstotliwościach,

to na wynikach pomiarów możemy dokonywać operacji matematycznych, tj. dzielenia częstotliwości f_A/f_B i odejmowania $f_A - f_B$. Jeszcze inną, unikatową funkcją jest tzw. pomiar modyfikowany matematycznie. W trybie pracy Math można do wyniku pomiaru dodać lub odjąć od niego ustaloną liczbę W (offset), pomnożyć przez liczbę X (normalizacja), pomnożyć przez liczbę Y (skalowanie), można też od kombinacji tych danych odjąć liczbę Z (offset 2) zgodnie ze wzorem:

$ODCZYT = \{[(\text{wynik pomiaru} \pm W)X]/Y\} \pm Z$
w którym: W, X, Y i Z – stałe wprowadzone do pamięci przyrządu z klawiatury.

Funkcja Match jest przydatna przy pomiarach przemysłowych takich wielkości nieelektrycznych, jak: przepływ, prędkość, ciśnienie, liczba obrotów w procentach lub temperatura. Wynik pomiaru jest otrzymywany bezpośrednio w wymaganych jednostkach. Przy pomiarach telekomunikacyjnych można za pomocą tej funkcji określić, np. dewiację częstotliwości fali nośnej. W innym trybie Math1 (tylko

w kanale A) za pomocą adaptora można wymnożyć wynik pomiaru częstotliwości przez 128 i poszerzyć tym samym zakres częstotliwości mierzonych powyżej 1,3 GHz.

Inną, użyteczną, choć równie rzadko spotykaną funkcją, jest pomiar czasu. W trybie Time można mierzyć czas w zakresie od 2 s do 99 dni z rozdzielczością 2 s, a w trybie Stopwatch czas w zakresie od 0,2 s do 100 godzin z rozdzielczością 0,2 s.

Częstotliwość sygnałów, np. radiowych, nie większą niż 1,3 GHz, można mierzyć jedynie w kanale C. Amplituda sygnałów doprowadzonych do tego wejścia (o impedancji 50 Ω) może zmieniać się w granicach od 30 mV do 1 V wartości skutecznej.

Częstościomierz może pracować w dwóch podstawowych rodzajach pracy, tj. jako samodzielne urządzenie w trybie "local" lub w połączeniu z komputerem klasy PC. W tym ostatnim trybie pracy użytkownik może wykorzystać samodzielnie napisany program w języku QBASIC. Instrukcja obsługi podaje gotowy program współpracy oraz wszystkie dane potrzebne przy programowaniu.

Opracowano na zlecenie Przedsiębiorstwa Handlowego "Biall", 80-266 Gdańsk, ul. Grunwaldzka 216, tel/fax (0-58) 46 05 26.

Dane techniczne częstościomierza CHY8220R

Parametr lub funkcja	Jednostka	Wartość
Kanał A		
Zakres częstotliwości	Hz	0,05 + 120M
Impedancja wejściowa	M Ω	1 (połączona równolegle z C < 40 pF)
Czułość wejściowa	mV	25 (w zakresie 5 Hz + 50 MHz)
Napięcie maksymalne	V	300
Rodzaj filtru		dolnoprzepustowy, - 3 dB przy 100 kHz
Zakres pomiaru okresu	μ s	19999999,9 - 0,0083
Sumowanie		0-199999999 (w pasmie 0,05 Hz + 120 MHz)
Pomiar stosunku $f_{\text{kanal A}} / f_{\text{kanal B}}$		w pasmie 1 Hz + 120 MHz
Pomiar różnicy $f_{\text{kanal A}} - f_{\text{kanal B}}$		w pasmie 1 Hz + 120 MHz
Zakres pomiaru liczby obrotów na min	obr/min	3 - 2099994 (rozdzielczość 1 rpm)
Zakres pomiaru szerokości impulsu	μ s	0,1 - 66666,6 (w pasmie 15 + 1 MHz)
Zakres pomiaru współcz. wypełnienia	%	10 - 90 (w pasmie 15 Hz + 1 MHz)
Typ sygnału wejściowego		stały DC lub zmienny AC, przełączany
Pomiar liczby impulsów		w pasmie 2 Hz + 1 MHz
Kanał B		
Zakres częstotliwości	Hz(MHz)	10 Hz + 2,5 MHz
Impedancja wejściowa	k Ω	<100 zbocznikowana przez <100 pF
Czułość wejściowa		poziom TTL
Typ sygnału wejściowego		zmienny
Napięcie maksymalne	V	300 (w pasmie 0 + 100 Hz)
Kanał C		
Zakres częstotliwości	MHz(GHz)	50 MHz + 1,3 GHz
Impedancja wejściowa	Ω	50
Czułość wejściowa	mV	50 (w zakresie od 50 + 100 MHz)
Typ sygnału wejściowego		zmienny
Napięcie maksymalne	V	3

Nowe oscyloskopy firmy Hewlett-Packard oparte na technice MegaZoom łączą w sobie najlepsze cechy oscyloskopów analogowych i cyfrowych.

Oscyloskopy cyfrowe MegaZoom

Główną przyczyną powstania i stosowania oscyloskopów cyfrowych była możliwość uniknięcia wad i ograniczeń tradycyjnych oscyloskopów analogowych. Do tych ograniczeń można było zaliczyć m.in. brak ujemnych wartości na skali czasu, czyli tzw. przedwyzwalania (*pretriggering*), ograniczoną dokładność, niezbyt wyraźne wyświetlanie i trudne użytkowanie wydruków przebiegów.

Nowa technika MegaZoom opracowana w firmie Hewlett-Packard umożliwia połączenie zalet oscyloskopów cyfrowych o tzw. głębokiej pamięci z korzystnymi właściwościami oscyloskopów analogowych, takimi jak duża częstotliwość uaktualniania treści obrazu na ekranie (*update rate*) i szybka reakcja na polecenia operatora (*responsiveness*). Trzeba wyjaśnić, że przez tzw. głębokość pamięci (*memory depth*) rozumie się liczbę próbek, które w oscyloskopie można zapamiętać. Jest to więc parametr inny niż pojemność pamięci, która oczywiście jest większa od głębokości. Oscyloskopy z głęboką pamięcią mogą zapamiętać bardzo wiele próbek i dzięki temu rejestrują przebiegi o bardzo długim czasie trwania zachowując dużą częstotliwość próbkowania.

Technika MegaZoom utrzymuje tę zaletę oscyloskopów cyfrowych z głęboką pamięcią eliminując wady polegające na małej szybkości uaktualniania treści obrazu na ekranie i braku reakcji na polecenie użytkownika w czasie, gdy przyrząd wykonuje operacje rozciągania lub przesuwania przebiegu.

W oscyloskopach MegaZoom wprowadzono dodatkowe mikroprocesory na drodze sygnału od sondy pomiarowej do ekranu. Dzięki technice MegaZoom zbudowano przyrządy reagujące bardzo szybko na polecenia przesuwania (*pan*) i rozciągania (*zoom*) przebiegu podczas analizy zgromadzonych danych. Po raz pierwszy w jednym oscyloskopie, bez specjalnego trybu pracy lub zmian głębokości pamięci, udało się połączyć następujące korzystne właściwości:

- dużą częstotliwość uaktualniania treści obrazu na ekranie
- natychmiastową reakcję na polecenie użytkownika
- zmodyfikowanie głębokiej pamięci umożliwiające rejestrację przebiegów długotrwałych z dużą częstotliwością próbkowania oraz natychmiastowe rozciągnięcie wybranego fragmentu przebiegu zarówno wtedy, gdy oscyloskop zbiera dane, jak i wtedy, gdy zbieranie jest zatrzymane.

Uzyskanie szybkiej reakcji na polecenia operatora

Ważnym parametrem użytkowym każdego oscyloskopu jest szybkość jego reakcji na sygnały sterujące czyli, na polecenia użytkownika. Jeśli użytkownik musi zbyt długo czekać na reakcję przyrządu, to posługiwanie się oscyloskopem zaczyna być kłopotliwe. Czasem można nawet pomylić

na polecenia i sygnały sterujące, gdyż jest tak często zajęty innymi zadaniami, że nie może natychmiast reagować na polecenia z wejść użytkownika. Przygotowywanie zebranych danych do wyświetlenia na ekranie nie jest zadaniem prostym i dlatego oscyloskop zajęty wyświetlaniem ignoruje czasem polecenia użytkownika. W niektórych oscyloskopach, aby uniknąć migotania obrazu wprowadza się nawet programowe blo-



Oscyloskop MegaZoom typu HP54645D firmy Hewlett-Packard

się w ustawianiu warunków pomiaru, gdy oczekiwanie na zauważalną reakcję obrazu po wprowadzeniu zmian regulatorami na płycie czołowej trwa zbyt długo. Takie opóźnienia niepotrzebnie koncentrują uwagę użytkownika głównie na regulatorach zamiast na istotnych problemach pomiaru, który właśnie przeprowadza. Niewątpliwie łatwiej jest pracować dysponując przyrządem o krótkim czasie reakcji na polecenia. W tradycyjnym oscyloskopie cyfrowym jeden centralny procesor jest odpowiedzialny za następujące zadania:

- obróbka próbek w pamięci zbierającej
- przygotowanie przebiegów do wyświetlenia na ekranie
- przeszukiwanie klawiatury w celu obsługi poleceń operatora
- obsługa portów we/wy takich jak RS-232 lub IEEE-488.

Przyrząd o takiej architekturze układowej charakteryzuje się powolną odpowiedzią

na sygnały z klawiatury podczas kreślenia przebiegu na ekranie.

W oscyloskopach MegaZoom zadanie przekształcenia zebranych próbek na obraz ekranowy jest wykonywane przez oddzielne układy. Procesor centralny jest nadal częścią systemu, lecz obsługuje tylko przeszukiwanie klawiatury i sterowanie portami we/wy. Zadaniem innego procesora jest ciągłe uaktualnianie przebiegów na ekranie. Dzięki takiemu rozdzieleniu zadań między procesory oscyloskop MegaZoom natychmiast reaguje na sygnały z wejść użytkownika, a jednocześnie może szybko uaktualniać przebieg na ekranie.

Częstotliwość uaktualniania treści obrazu na ekranie

Ta częstotliwość jest ważnym, choć często błędnie rozumianym, parametrem oscyloskopu. Duża częstotliwość uaktualniania

bardzo zmniejsza prawdopodobieństwo pominięcia zdarzeń rzadkich i przypadkowych. O częstotliwości uaktualniania treści obrazu mówi się głównie w odniesieniu do oscyloskopów cyfrowych, choć w przyrządach analogowych ten parametr też ma znaczenie. Użytkownicy oscyloskopów analogowych często błędnie sądzą, że ich przyrząd prezentuje cały przebieg i że uaktualnianie danych na ekranie jest idealnie dobre. A przecież taki przyrząd nie rejestruje przebiegu wejściowego podczas powrotu plamki na ekranie. Jest to na ogół czas krótki w stosunku do czasu przemiatania wiązki i dlatego częstotliwość uaktualniania jest w oscyloskopach analogowych bardzo duża.

Tę częstotliwość w oscyloskopach cyfrowych definiuje się na ogół jako liczbę przebiegów wyświetlonych w ciągu sekundy. Na podstawie stosunku częstotliwości uaktualniania do maksymalnej częstotliwości próbkowania można określić jaka procentowa część przebiegu jest obserwowana na ekranie (lub inaczej - jakiej części przebiegu brak) przy maksymalnej częstotliwości próbkowania.

Jak już powiedziano, w konwencjonalnych oscyloskopach cyfrowych ze względu na różne funkcje jednego procesora wymagania dotyczące dużej częstotliwości uaktualniania treści obrazu i szybkiej reakcji na polecenia operatora są sobie przeciwstawne. W oscyloskopach MegaZoom rozwiązano ten problem nie tylko dzięki zastosowaniu równoległego przetwarzania danych w dwóch procesorach, lecz także przez odpowiedni podział pamięci na segmenty. Pobrane próbki są rejestrowane w jednym segmencie pamięci, a jednocześnie wczytywane do drugiego i tam przetwarzane do postaci nadającej się do wyświetlania. Dzięki temu oscyloskop nie gubi żadnych fragmentów przebiegu mierzonego pojawiającego się podczas obróbki danych do wyświetlania. Takie rozwiązanie wymaga wprowadzenia dodatkowych układów specjalizowanych, lecz daje zarówno dużą częstotliwość uaktualniania, jak i szybką reakcję na polecenia użytkownika. Na przykład w dwukanałowym oscyloskopie HP54645A firmy Hewlett-Packard o pasmie 100 MHz zastosowanie techniki MegaZoom umożliwia uzyskanie na ekranie trzech milionów punktów w ciągu sekundy.

Oscyloskopy z głęboką pamięcią – tradycyjne i MegaZoom

Rozważając właściwości oscyloskopów cyfrowych trzeba uwzględnić dwa ważne parametry: częstotliwość próbkowania i głębokość pamięci (czyli liczbę rejestrowanych próbek). Od częstotliwości próbkowania zależy wierność odtworzenia w oscyloskopie przebiegu rzeczywistego. Obowiązuje znana reguła Nyquista: aby odtworzenie sygnału było wierne, częstotliwość próbkowania powinna być co najmniej dwukrotnie

większa od maksymalnej częstotliwości występującej w widmie próbkowanego sygnału. W praktyce w oscyloskopach cyfrowych stosuje się częstotliwość próbkowania 10-krotnie większą od maksymalnej w widmie sygnału. Oscyloskop o pasmie 100 MHz wymaga więc przetwornika analogowo-cyfrowego próbkującego z częstotliwością 1 GHz.

Maksymalny czas trwania przebiegu oglądanego na ekranie jest równy stosunkowi liczby próbek do częstotliwości próbkowania. Liczba próbek (czyli głębokość pamięci) jest zwykle w danym oscyloskopie wartością ustaloną. Tak więc jeśli przebieg nie mieści się na ekranie, to aby obejrzeć całość trzeba zmniejszyć częstotliwość próbkowania.

W celu lepszego zrozumienia znaczenia głębokości pamięci porównajmy dwa oscyloskopy. Oba charakteryzują się maksymalną częstotliwością próbkowania 200 Mpróbek/s. Pierwszy ma pamięć mogącą zarejestrować tysiąc próbek. Można na nim uzyskać obrazy przebiegów o czasach trwania od 50 ns (co przy 10 podziałkach daje ustawienie 5 ns/podziałkę) do 5 μ s (500 ns/podziałkę). Przy przebiegach dłuższych od 5 μ s chcąc obejrzeć cały przebieg na ekranie należy zmniejszyć częstotliwość próbkowania, co oczywiście pogarsza wierność odtwarzania szczegółów przebiegu. Drugi oscyloskop ma pamięć o znacznie większej głębokości miliona próbek. Łatwo obliczyć, że można na nim oglądać bez zmiany częstotliwości próbkowania przebiegi o czasach trwania od 50 μ s aż do 5 ms (500 μ s/podziałkę).

W zależności od głębokości pamięci dzieli się oscyloskopy na dwie kategorie. W większości konwencjonalnych oscyloskopów cyfrowych ta głębokość wynosi od 1 do 50 k. Druga grupa obejmuje przyrządy z pamięcią o głębokości od 50 k do 8 M, które są nazywane oscyloskopami z głęboką pamięcią. Ich główną zaletą jest możliwość utrzymywania dużej częstotliwości próbkowania nawet przy rejestracji przebiegów o długim czasie trwania. Taki oscyloskop może z dużą dokładnością rejestrować przebiegi bardzo długie. Można więc poznać szczegóły dwóch zdarzeń oddalonych w czasie nie tracąc informacji o tym, co się działo między zdarzeniami. Duża częstotliwość próbkowania jest tu konieczna do zachowania dobrej wierności rejestracji szczegółów przebiegu, a długi czas rejestracji - do badania zdarzeń odległych w czasie. Można też w całości obserwować zdarzenia długotrwałe, np. startowanie pracy generatora.

Istotną sprawą jest też koszt pamięci stosowanej w oscyloskopie. Technika MegaZoom pomaga w rozwiązaniu także tej kwestii. Pamięć zbierania danych jest w konwencjonalnych oscyloskopach cyfrowych połączona bezpośrednio z przetwornikiem a/c. Można obliczyć, że jeśli próbkowanie odbywa się z częstotliwością 500 Mpróbek/s, to czas dostępu pamięci musi być 2 ns. Tak szybkie

pamięci są bardzo kosztowne. Dlatego konwencjonalne oscyloskopy cyfrowe z głęboką pamięcią są ze względu na cenę opłacalne tylko do zastosowań specjalnych. W oscyloskopach MegaZoom wprowadzono dodatkowy procesor między przetwornikiem a/c a pamięcią zbierania danych. Multipleksuje on dane do kilku pamięci równoległych zmniejszając w ten sposób częstotliwość rejestracji danych, co umożliwia stosowanie wolniejszych, a więc tańszych pamięci. W ten prosty sposób obniża się cenę oscyloskopu MegaZoom do wartości podobnej jak ceny innych oscyloskopów cyfrowych i analogowych o zbliżonym pasmie.

Przesuwanie i rozciąganie przebiegów

Możliwość badania szczegółów zarejestrowanego przebiegu jest jedną z zalet oscyloskopów cyfrowych. Utrzymując zarejestrowany przebieg w pamięci przeprowadza się pomiary np. za pomocą znaczników lub można wydrukować obraz ekranu. W niektórych oscyloskopach cyfrowych są jeszcze dalsze możliwości oglądania zarejestrowanego przebiegu: przesuwanie go w poziomie (panning) oraz rozciąganie go lub ściąganie w skali czasu (ogólnie nazywane zoom'em).

Oscyloskopy MegaZoom firmy Hewlett-Packard

Oscyloskopy firmy Hewlett-Packard oparte na technice MegaZoom łączą wszelkie zalety przesuwania i rozciągania przebiegów z krótkim czasem reakcji na polecenia użytkownika. Stosując te przyrządy można oglądać zarówno cały długo trwający przebieg, jak i rozciągnięte w czasie jego interesujące szczegóły zachowując przy tym częstotliwość próbkowania wystarczająco dużą, aby przebieg oglądany odtwarzał dokładnie rzeczywisty.

Szybka reakcja oscyloskopów MegaZoom na polecenia użytkownika ułatwia prowadzenia pomiarów. Trzeba podkreślić, że ceny tych oscyloskopów mieszczą się w zakresie cenowym zwykłych oscyloskopów cyfrowych, dzięki czemu mogą być one dostępne dla szerszych kręgów odbiorców. Firma Hewlett-Packard oferuje dwa typy oscyloskopów MegaZoom: HP54645A i HP54645D (fot.). Oba charakteryzują się pamięcią o głębokości miliona próbek w każdym kanale. Model oznaczony D zawiera dodatkowo 16-kanalowy analizator stanów logicznych. (mn)

Artykuł opracowano na zlecenie HP-Direct

LITERATURA

- [1] Warntjes S.: Combining the best of analogue and digital oscilloscopes, Hewlett-Packard, 1996
- [2] Warntjes S.: Sustainable sampling in digital scopes, Hewlett-Packard, 1996

Układy scalone bipolarne są szeroko stosowane zarówno w technice analogowej jak i cyfrowej. Jednym z przykładów mogą być scalone wzmacniacze mocy, dzięki którym zaprojektowanie oraz wykonanie gotowego układu o niezłych parametrach jest proste i wymaga niewielu elementów zewnętrznych.

Elektronika półprzewodnikowa

Układy scalone bipolarne - zastosowania

M. Ratuszek, S. Stróżecki

Monolityczny układ wzmacniacza mocy LM380 jest produkowany przez firmę National Semiconductor i przeznaczony do stosowania w sprzęcie powszechnego użytku.

Schemat układu LM380 jest przedstawiony na rys. 1.

Układ jest przeznaczony do pracy z zasilaniem niesymetrycznym (pojedynczym źródłem) o wartości $E_c = 9 \div 22 \text{ V}$ i maksymalnej mocy wyjściowej 5 W. Mimo prostoty układu LM380 ma kilka typowych rozwiązań układowych, charakterystycznych dla scalonych wzmacniaczy mocy. Po pierwsze, w układach mocy jest istotne, aby napięcie wyjściowe w stanie spoczynkowym było równe $1/2 E_c$. Umożliwia to uzyskanie największych symetrycznych zmian napięcia wyjściowego, czyli maksymalnej mocy dostarczanej przez taki wzmacniacz do obciążenia. Automatyczne ustalanie napięcia wyjściowego, równego połowie napięcia zasilania, uzyskano dzięki zastosowaniu tzw. lustra prądowego, w którego układzie pracują tranzystory T5 i T6.

Drugie rozwiązanie to zabezpieczenie tranzystorów końcowych przed zniszczeniem wskutek przekroczenia dopuszczalnej mocy. Przedstawiony wzmacniacz LM380 ma zabezpieczenia nadprądowe z rezystorami R6 i R7 ograniczające maksymalny

prąd wyjściowy do poziomu ok. 1,3 A.

Wewnętrzne sprzężenie zwrotne, zrealizowane za pomocą rezystorów R2 i R3, ustala wzmocnienie napięciowe tego układu na poziomie 50 V/V.

Zależności mocy strat w funkcji mocy wyjściowej dla obciążenia 8Ω przedstawiono na rys. 2a. Obok (rys. 2b) przedstawiono zależność współczynnika zawartości harmonicznych od mocy wyjściowej. Jak wynika z wykresu, zawartość zniekształceń szybko rośnie, gdy amplituda międzyszczytowa sygnału zbliża się do napięcia zasilania. Jeżeli chcemy uzyskać poziom zniekształceń poniżej 1%, to podwojona amplituda sygnału wyjściowego nie powinna przekraczać 14 V przy zasilaniu 22 V. Uzyskiwana wtedy moc wyjściowa wynosi ok. 3 W.

Stosując układ LM380 można skonstruować prosty wzmacniacz głośnikowy, którego schemat jest przedstawiony na rys. 3. Odznacza się on niewielkim prądem spoczynkowym $7 \div 10 \text{ mA}$ i szerokim pasmem przenoszenia $40 \text{ Hz} \div 12 \text{ kHz}$. Uzyskiwane parametry przy różnych napięciach zasilania są przedstawione w tabeli.

Wykaz ważniejszych elementów

U1 – układ scalony LM380

P – potencjometr logarytmiczny 22 k Ω

R2 – rezystor 3,3 Ω , 0,5 W

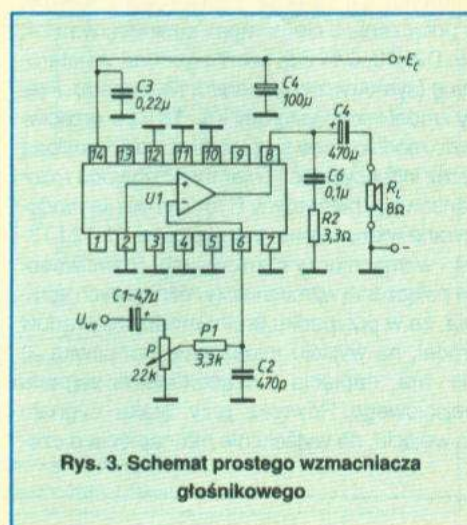
Ważniejsze parametry wzmacniacza			
Napięcie wejściowe [mV]	Napięcie zasilania [V]	Prąd zasilania [A]	Moc wyjściowa [W]
45	9	0,12	0,5
65	12	0,17	1
90	15	0,23	2
110	18	0,30	3

C1 – kondensator 4,7 μF , 63 V

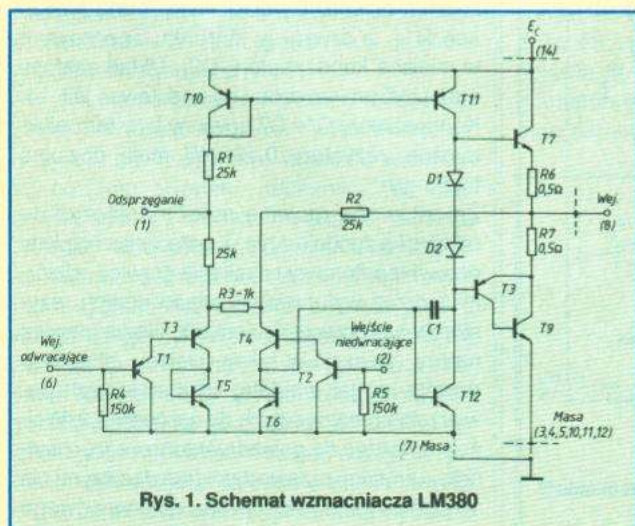
Układ scalony LM380 jest zamknięty w dwurzędowej obudowie plastikowej o 14 wyprowadzeniach. Obudowa taka charakteryzuje się dużą rezystancją cieplną, tzn. odprowadzanie ciepła wydzielającego się w układzie jest utrudnione. Do usprawnienia odprowadzania ciepła wykorzystano wielokrotne wyprowadzenia masy (końcówki 3, 4, 5, 10, 11, 12), które należy przylutować do dużych płaszczyzn masy na płytce drukowanej. Przy mocach przekraczających 1,5 W trzeba zastosować dodatkowy radiator w postaci skrzydełek metalowych, przymocowanych do powierzchni układu.

LITERATURA

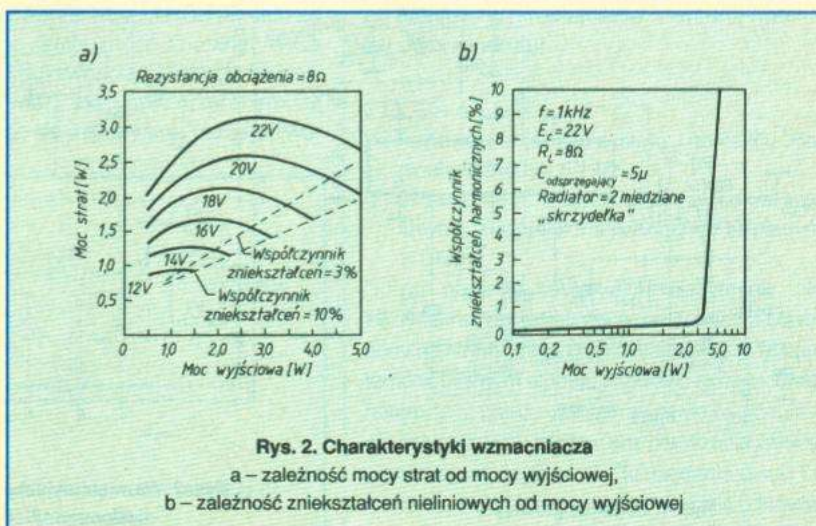
- [1] Sociof S.: Zastosowania analogowych układów scalonych. WKŁ, 1991
- [2] Wirsum S.: Nowe i najnowsze układy elektroniczne. WKŁ, 1986



Rys. 3. Schemat prostego wzmacniacza głośnikowego



Rys. 1. Schemat wzmacniacza LM380



Rys. 2. Charakterystyki wzmacniacza

a – zależność mocy strat od mocy wyjściowej,

b – zależność zniekształceń nieliniowych od mocy wyjściowej

Zainstalowanie tego układu w odbiorniku radiowym umożliwia odbiór na obu pasmach UKF-FM w zakresie częstotliwości 66÷108 MHz. Układ składa się z niewielkiej liczby tanich i łatwo dostępnych elementów, a jego zestrojenie jest bardzo łatwe w warunkach amatorskich, bez użycia specjalistycznego sprzętu.

Uniwersalna dwuzakresowa głowica UKF

Jan Skowroński

Konstrukcja głowicy, której schemat przedstawiono na rys. 1, jest oparta na wykorzystaniu popularnego układu scalonego, podwójnie zrównoważonego mieszacza iloczynowego UL1042 [1], pracującego jako samodogający mieszacz o sprzężeniu indukcyjnym.

Schemat wewnętrznej struktury układu scalonego jest przedstawiony na rys. 2.

Sygnał z anteny jest doprowadzony do wejścia mieszacza (końcówki 7 i 8 układu scalonego), przez transformator L1-L2-L3 (z obwodem rezonansowym przestrajającym diodą D1). Tranzystory T5 i T6 są źródłami prądowymi dla przeciwsobnie połączonych wzmacniaczy różnicowych T1-T2 oraz T3-T4 i jednocześnie, w połączeniu z elementami zewnętrznymi L4, L5, D2, D3, C4 i C5, tworzą generator-heterodynę (symetryczny generator Meissnera). Prądy źródeł z tranzystorami T5 i T6 są w przeciwfazie modulowane z częstotliwością określoną przez indukcyjność i pojemność obwodu rezonansowego heterodyny i tym samym są modulowane wzmocnienia tranzystorów T1-T2 i T3-T4 - wzmacniaczy różnicowych. Przeciwsobne połączenie wzmacniaczy różnicowych sprawia, że w przypadku braku modulacji prądów źródeł, na wyjściu mieszacza (końcówka 2) nie ma napięcia o częstotliwości sygnału wejściowego. Również przy braku sygnału na wejściu, na wyjściu nie ma napięcia o czę-

stotliwości heterodyny, mimo modulacji prądów źródeł.

Sygnał pośr. cz. (w tym przypadku $f_{we} - f_h$) jest wydzielany przez selektywne filtry pośr. cz. 10,7 MHz odbiornika, do którego jest dołączona głowica.

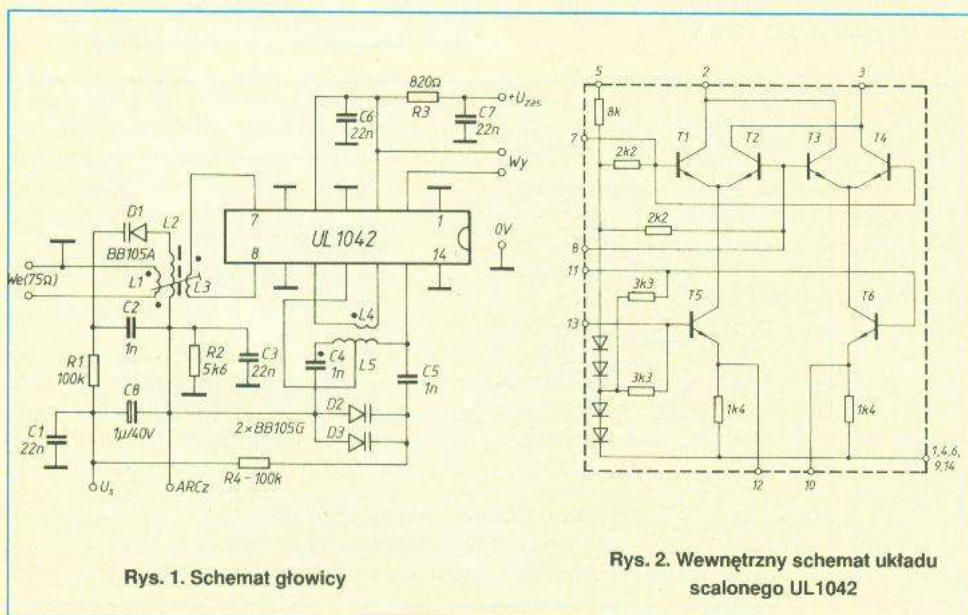
Podstawową wadą opisywanego rozwiązania jest słabe tłumienie sygnałów lustrzanych ($f_{we} - 2 \cdot 10,7$ MHz), będące skutkiem zastosowania pojedynczego obwodu rezonansowego na wejściu głowicy. Słabe tłumienie sygnałów lustrzanych jest kompensowane przez układ automatycznej regulacji częstotliwości (ARCz) w tym sensie, że przy włączonej ARCz niemożliwe jest dostrojenie odbiornika do sygnału lustrzanego.

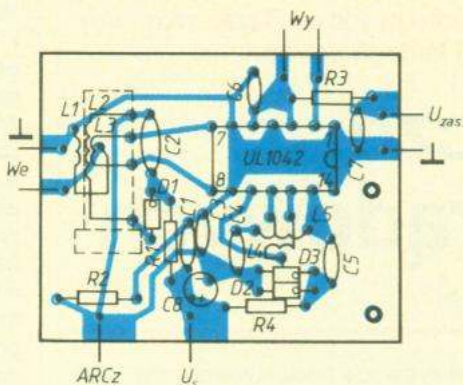
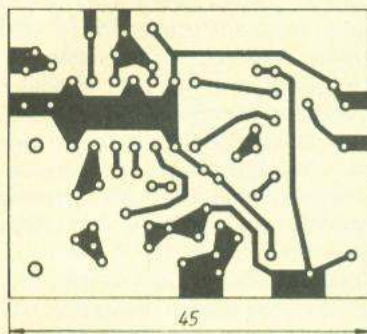
W przedstawionym rozwiązaniu częstotliwość heterodyny jest o 10,7 MHz mniejsza niż częstotliwość odbieranego sygnału, dzięki czemu jest możliwe zastosowanie prostego i bardzo skutecznego układu ARCz. Jego działanie polega na dostrajaniu obwodów rezonansowych głowicy przez zmiany napięcia na rezystorze R2, odejmującego się od napięcia strojenia diod pojemnościowych. Skuteczność działania takiego układu ARCz zależy od rezystancji R2 - im jest ona większa, tym większa jest skuteczność.

Kondensator C8, stanowiący zwarcie dla napięć m.cz., przyczynia się do zmniejszenia przydzwięku sieciowego odbiornika.

Płytką drukowaną oraz rozmieszczenie elementów na płytce są przedstawione na rys. 3 i 4. Montaż najlepiej rozpocząć od elementów indukcyjnych. Cewka L5 (powietrzna) ma 8 zwojów drutu DNE Ø 0,7 mm, nawiniętych zwój przy zwoju, o średnicy wewnętrznej 5 mm z odczepem na drugim zwoju. Na cewce L5 jest nawinięta cewka L4 - 3 zwoje drutu DNE Ø 0,3 mm (rys. 5). Cewka L2 ma 8 zwojów drutu srebrzonego DSM Ø 0,3-0,5 mm nawiniętych na korpusie z wyżłobieniami przystosowanymi do uzwojeń o średnicy wewnętrznej 5 mm i odległościach między zwojami 1,6 mm. Między zwojami cewki L2 są nawinięte uzwojenia cewek: L1 - 1,25 zw. oraz L3 - 3 zw. drutu DNE Ø 0,3 mm (rys. 6). Cewki L1, L2, L3 są wspólnie strojone rdzeniem RGMS 4x0,8x8/U-31 (produkcji Polfer), który wstępnie należy wkręcić tak, aby jego połowa znajdowała się w obszarze uzwojeń. Korpus i rdzeń transformatora L1-L2-L3 są takie same jak stosowane w fabrycznych głowicach UKF. Oba układy cewek są umieszczone równolegle do płytki i wzajemnie prostopadłe. Wszystkie uzwojenia są prawoskrętne, a ich początki oznaczono na rysunkach kropkami. W celu usztywnienia uzwojeń i ułatwienia montażu, wskazane jest przyklejenie uzwojenia cewki L4 do uzwojeń cewki L5 i uzwojeń cewek L1 i L3 do korpusu i uzwojeń cewki L2. Zamiast warikapów BB 105B i BB 105G można użyć BB 109 (diody BB 109 mają w przybliżeniu dwukrotnie większe pojemności niż diody BB 105), montując jedną diodę w obwodzie heterodyny i dwie w obwodzie wejściowym (jedną w miejsce D1, a drugą, w kierunku zaporowym w miejsce kondensatora C2). Układ scalony może być umieszczony na podstawce DIL 14. Kondensatory C1÷C7 powinny być ferroelektryczne; rezystory 0,125 W mają dowolną tolerancję.

Zmontowaną głowicę należy dołączyć do odbiornika zgodnie z rys. 7, odłączając najpierw przewód antenowy i zasilanie głowicy odbiornika przez wylutowanie odpowiednich rezystorów lub przecięcie ścieżek. Nową głowicę należy umieścić w takim miejscu, aby znajdowała się jak najdalej od metalowych powierzchni prostopadłych do osi cewki L2. Wejście dołączyć do gniazda antenowego, a wyjście - krótkimi przewodami (nie dłuższymi niż 10 cm) do końcówki obwodu rezonansowego pośr. cz., tego samego, do którego było dołą-

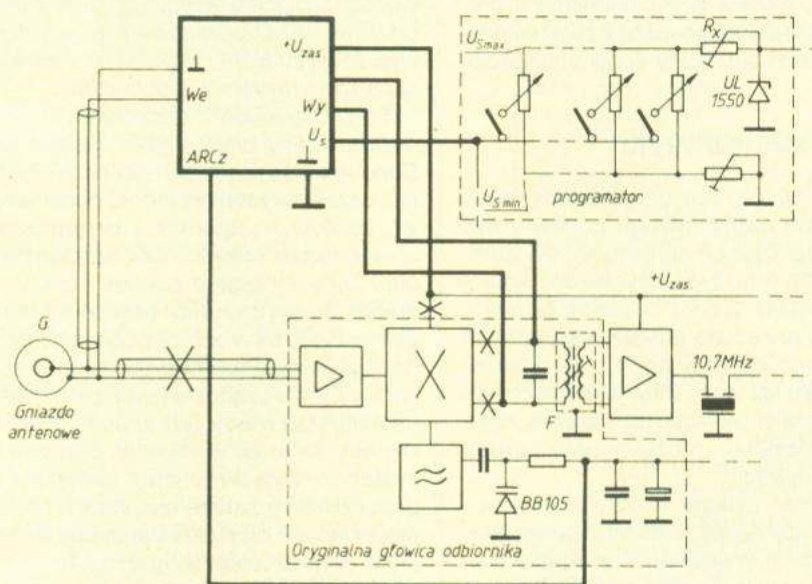
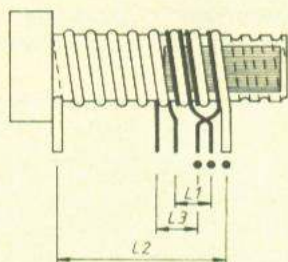




ściach. W razie potrzeby – zmniejszyć rezystancje R2.

Przedstawiony układ można zastosować także w odbiorniku strojonym za pomocą kondensatora o zmiennej pojemności, dotychczas napięcie strojenia nowej głowicy zgodnie z rys. 8 i mechanicznie sprzęgając potencjometr z pokrętkiem strojenia odbiornika^{*)}). Niewskazane jest dotychczasanie tego typu głowicy do odbiorników z synteza częstotliwości.

Głowica wykonana zgodnie z powyższym opisem i dołączona do średniej klasy tunera hi-fi dawała lepszej jakości odbiór stereo niż głowica oryginalna (mniejsze szумы) w zakresie częstotliwości 66÷108 MHz przy napięciach strojenia 3,5÷10,5 V. Przy włączonym wyciszaniu i ARCz nie występowały żadne skutki słabego tłumienia sygnałów lustrzanych. Próby

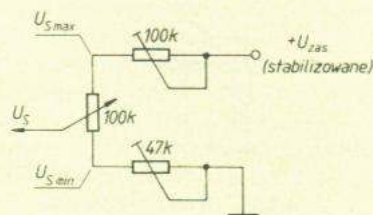


F - w odbiornikach krajowej produkcji
jest to filtr 7x7 typu 2... lub 4...

czony wyjście oryginalnej głowicy. Do zasilania można wykorzystać napięcie zasilania układów odbiornika (gdyby było większe niż 15 V – należy odpowiednio zwiększyć rezystancję R3).

Napięcie strojenia (U_s) i ARCz powinny być doprowadzone w taki sam sposób jak w oryginalnej głowicy, zgodnie z rys. 7.

Po wykonaniu połączeń głowicę należy zestroić, pokręcając rdzeniem transformatora L1 - L2 - L3, na maksimum wskazań wskaźnika poziomu sygnału odbiornika, na częstotliwościach bliskich krańców zakresu $66 \div 108$ MHz, ustalając położenie rdzenia jako średnie z położenia odpowiadających maksimum sygnału na krańcach zakresu. Cewki obwodu heterodyny nie wymagają strojenia. Po zestrojeniu głowicy należy skorygować zestrojenie obwodu pośr. cz., do którego głowica została dołączona (również na maksimum sygnału pośr. cz.) i ustawić zakres napięć strojenia odpowiadający zakresowi częstotliwości $66 \div 108$ MHz (może być potrzebna wymiana rezystora nastawnego na płycie odbiornika



były przeprowadzone w odległości ok. 30 km od najbliższych nadajników, z anteną (metro-
wy odcinek drutu).

LITERATURA

- [1] Tarnowski M.: Układ scalony UL1042N. "Radioelektronik" nr 5/1985
- [2] Skowroński J.: Głowice UKF z układami scalonymi. "Radioelektronik Audio-HiFi-Video" nr 1/1996

* Przy napięciu zasilania mniejszym niż ok. 10 V zakres przestrajania głowicy będzie zawężony od strony większych częstotliwości. Można temu w pewnym stopniu zapobiec strojąc cewkę heterodyny, przez rozciąganie cewki L5 (rozginanie zewnętrznych zwojów bez naruszania zwojów z przyklejoną cewką L4). Rozciąganie cewki L5 wiąże się z obniżaniem napięć strojenia odpowiadających zakresowi częstotliwości 66 ÷ 108 MHz.

W numerze 11/95 zamieściliśmy artykuł K. Małka przedstawiający układ nie doceniany w codziennej praktyce – źródło prądowe. Teraz zajmiemy się optymalizacją konstrukcji takiego źródła.

3. Jeszcze o źródłach prądowych

Cezary Rudnicki

Nie ulega wątpliwości, że każde laboratorium elektroniczne powinno być wyposażone w zasilacze napięciowe i prądowe. Te ostatnie są co prawda rzadziej stosowane, ale są niezbędne w wielu sytuacjach, np. w przypadku konieczności sprawdzenia diody elektroluminescencyjnej (świecącej lub emitującej promieniowanie podczerwone) lub określenia napięcia stabilizacji diody Zenera (stabilistora).

Trochę systematyki

Przyjmuje się, że napięcie wyjściowe idealnego źródła napięciowego powinno być stałe i niezależne od obciążenia, temperatury i innych tego typu czynników. Analogicznie idealne źródło prądowe powinno charakteryzować się prądem wyjściowym niezależnym od rezystancji obciążenia, temperatury itp. warunków zewnętrznych. Ponieważ na świecie nie ma ideałów, należy zatem dążyć do możliwie najbliższego ich odwzorowania.

Każde źródło energii elektrycznej może być scharakteryzowane dwoma parametrami: napięciem wyjściowym w stanie rozwarcia (siłą elektromotoryczną E) lub prądem wyjściowym w stanie zwarcia (wydajnością prądową J) i rezystancją wewnętrzną R_w . Te trzy wielkości są ze sobą związane znaną zależnością:

$$E = R_w \cdot J$$

Napięcie U na rezystancji obciążenia R_L dołączonej do źródła jest zawsze mniejsze od siły elektromotorycznej E , a prąd I w obciążeniu R_L jest zawsze mniejszy od wydajności prądowej źródła J . Wynika to z poniższych zależności:

$$U = \frac{E}{R_w + R_L} \quad i \quad I = \frac{J}{1 + \frac{R_L}{R_w}}$$

Z powyższych wzorów wynika wniosek praktyczny: źródło, którego rezystancja R_w jest znacznie mniejsza od rezystancji obciążenia R_L może być traktowane jako źródło napięciowe, a w przypadku znacznej przewagi R_w nad R_L źródło ma charakter prądowy. Źródło prądowe powinno zatem charakteryzować się rezystancją wyjściową możliwie jak największą. Na ogół wystarczy,

że ta rezystancja będzie wielokrotnie większa od spotykanych rezystancji obciążenia źródła.

Definicja jakościowa źródła prądowego jest już gotowa, pozostaje jeszcze określić ilościowo pojęcie "wielokrotnie większa". Tu będzie pomocny przykład liczbowy: źródło współpracujące z rezystancjami w zakresie od 0 do 100 Ω powinno mieć rezystancję wyjściową znacznie większą niż największa spotykana rezystancja obciążenia, czyli od 100 Ω . Czynnikiem decydującym będzie dopuszczalny błąd, z jakim będzie określona wartość prądu płynącego w obciążeniu. Jeżeli rezystancja źródła będzie wynosić 1000 Ω , to zgodnie z przytoczonymi zależnościami prąd w obciążeniu będzie określony z błędem poniżej 10% w stosunku do wydajności prądowej źródła. Zwiększenie tej proporcji wpływa korzystnie na błąd określenia wartości prądu w obciążeniu. Źródło prądowe jest zatem określone należycie wtedy, gdy znane są jego parametry, takie jak wydajność prądowa i rezystancja wyjściowa oraz określony jest dopuszczalny zakres rezystancji obciążenia, w którym błąd określenia prądu mieści się w dopuszczalnych granicach.

Realizacja źródła prądowego

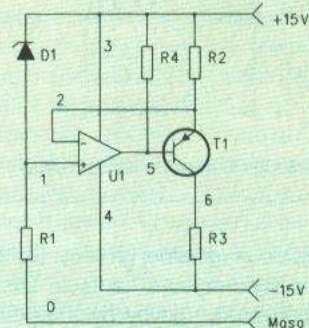
Najprostsze przybliżenie źródła prądowego można uzyskać po dołączeniu szeregowego rezystora do wyjścia źródła napięciowego, jednak sprawność takiego źródła jest niewielka, bo wiele energii traci się na szeregowym rezystorze.

Dość dobre przybliżenie źródła prądowego można uzyskać po zastosowaniu zwykłego tranzystora bipolarnego, wykorzystując jego podstawową właściwość - transfor-

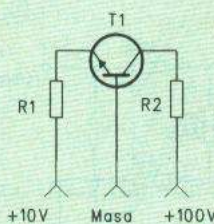
mację rezystancji (TRANSfer resISTOR). W układzie ze wspólną bazą (rys.1) prąd kolektora IC jest prawie równy prądowi emitera IE. Prąd emitera można łatwo wy-stabilizować zasilając złącze emiterowe ze źródła o dość dużym napięciu, spadek napięcia na złączu emiterowym wynosi ok. 0,6 V i w niewielkim stopniu zależy od prądu emitera. Zasilając złącze emiterowe ze źródła o napięciu 10 V przez rezystor szeregowy R1 o rezystancji 10 k Ω uzyska się prąd emitera około $(10 - 0,6)/10 = 0,94$ mA. Prawie taki sam prąd będzie płynął przez złącze kolektorowe i to niezależnie od wartości rezystancji obciążenia R2; należy tylko przy wyborze napięcia zasilającego obwód kolektora uwzględnić wytrzymałość napięciową tranzystora (dopuszczalne napięcie U_{CB}). Przy założeniu, że tranzystor wytrzymuje napięcie 100 V, maksymalna dopuszczalna rezystancja obciążenia wynosi $100/0,94 = 106$ k Ω . Takie źródło może zatem współpracować z rezystancjami obciążenia od zera do 106 k Ω .

Sprężenie zwrotne

Wszystkie parametry układów elektronicznych można poprawić po zastosowaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego. Tak jest również w przypadku źródła prądowego. Dowolny wzmacniacz operacyjny, stabilistor (dioda Zenera) i kilka rezystorów wystarczą



Rys.2. Zasada działania źródła prądowego ze wzmacniaczem operacyjnym 741 i tranzystorem p-n-p



Rys.1. Tranzystor n-p-n w układzie ze wspólną bazą jako źródło prądowe

do zbudowania źródła prądowego spełniającego przedstawione uprzednio wymagania. Schemat źródła prądowego jest przedstawiony na rys.2. W układzie następuje porównywanie spadku napięcia od prądu emitera tranzystora T1 z napięciem odniesienia U_{ref} uzyskanym z diody stabilizacyjnej D1. Ujemne sprzężenie zwrotne powoduje, że napięcia na obu wejściach wzmacniacza operacyjnego są jednakowe, a więc prąd emitera tranzystora T1 jest określony przez napięcie odniesienia U_{ref} i rezystancję w obwodzie emitera R2. W przedstawionym w „ReAV” 11/95 artykule P. Krzysztofa Małka zostało zaprezentowane inne rozwiązanie: zastosowano

*coursur1.cir
 *Źródło prądowe ze wzmacniaczem 741 i tranzystorem PNP 2N2907A
 .option nomod

* Wzmacniacz operacyjny 741
 X1 1 2 3 4 5 uA741

* Tranzystor 2N2907A
 Q1 7 5 2 Q2N2907A
 R4 5 0 10Meg

* Źródło napięcia odniesienia
 R1 1 0 1k
 D1 1 3 D1N750

* Obwód sprzężenia zwrotnego
 R2 3 2 10k

* Obciążenie
 R3 7 4 pot 1

.model pot res(R=1k)
 .step res pot(R 1k 20k 1k)

* Zasilanie
 V1 3 0 +15V
 V2 4 0 -15V

.op
 .dc V1 14.9V 15.1V .2V

.probe
 .lib c:\pads\ps\lib\nom.lib

.subckt uA741 1 2 3 4 5
 .ends
 .END

*coursur2.cir
 *Źródło prądowe ze wzmacniaczem 741 i tranzystorem N-P-N 2N2222A

.option nomod
 * Wzmacniacz operacyjny 741
 X1 1 2 3 4 5 uA741

* Tranzystor 2N2222A
 Q1 1 5 7 Q2N2222A
 R4 5 0 10Meg

* Źródło napięcia odniesienia
 R1 2 0 1k
 D1 2 3 D1N750

* Obwód sprzężenia zwrotnego
 R2 3 1 10k

* Obciążenie
 R3 7 4 pot 1

.model pot res(R=1k)
 .step res pot(R 1k 20k 1k)

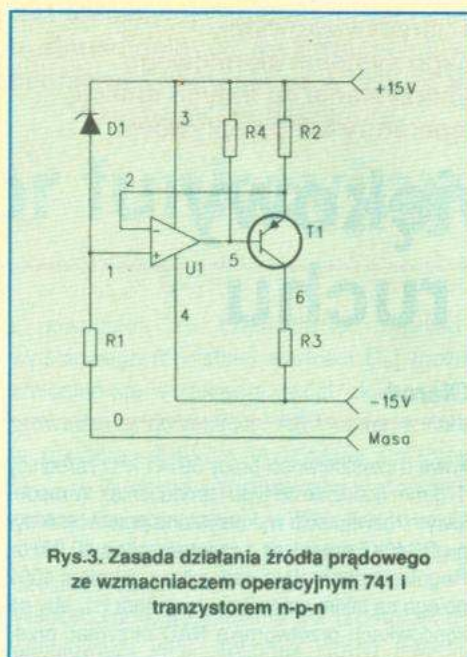
* Zasilanie
 V1 3 0 +15V
 V2 4 0 -15V

.op
 .dc V1 14.9V 15.1V .2V

.probe
 .lib c:\pads\ps\lib\nom.lib

.subckt uA741 1 2 3 4 5
 .ends
 .END

tranzystor n-p-n i próbkowanie prądu wyjściowego w obwodzie kolektora tego tranzystora (rys.3). W tym rozwiązaniu tranzystor pracuje jako wtórnik emiterowy i charakteryzuje się małą rezystancją wyjściową. Ponieważ sprzężenie zwrotne ma charakter prądowy, obwód sprzężenia zwrotnego



Rys.3. Zasada działania źródła prądowego ze wzmacniaczem operacyjnym 741 i tranzystorem n-p-n

powoduje zwiększenie rezystancji wyjściowej układu. Wzmocnienie napięciowe bez sprzężenia zwrotnego tego układu jest większe niż układu z rys.2.

Analiza porównawcza

W celu rozstrzygnięcia, który z układów (z tranzystorem n-p-n czy z p-n-p) lepiej spełnia stawiane przed nim wymagania przeprowadzono dwie symulacje przy użyciu programu Spice. Przedstawiono zbioru wejściowe do symulacji (coursur1.cir i coursur2.cir). W obu przypadkach zastosowano taki sam wzmacniacz operacyjny (741) i taką samą diodę stabilizacyjną (o napięciu 4,3 V). Jako tranzystor p-n-p zastosowano 2N2907A, a jako n-p-n - 2N2222A. Przyjęto, że symulowany układ jest zasilany napięciem 15 V z tolerancją 0,1 V, a rezystancja obciążenia zmienia się w zakresie 1÷20 kΩ. W pełnym zakresie zmian napięcia zasilania i rezystancji obciążenia prąd wyjściowy układu z tranzystorem p-n-p zmienia się w zakresie 282÷290 μA, a układu z tranzystorem n-p-n w zakresie 170÷236 μA. Wynika stąd, że zdecydowanie lepsze rezultaty daje układ wg rys.2; rozrzut prądu jest wyraźnie mniejszy, 3% w stosunku do ok. 30%. Z przedstawionych analiz wynika, że wyraźną poprawę parametrów źródeł prądowych przedstawionych w artykule Pana Krzysztofa Małka można uzyskać zamieniając tranzystory n-p-n na p-n-p (włączając emiter p-n-p w miejsce kolektora n-p-n i kolektor p-n-p w miejsce emitera n-p-n) oraz zamieniając ze sobą wejścia (+) i (-) wzmacniacza operacyjnego; wszystkie pozostałe elementy mogą pozostać na swoich miejscach.

Słowa kluczowe: ŹRÓDŁO PRĄDOWE, SPICE, SPRĘŻENIE ZWROTNE

ARPOL s.c.

Autoryzowany dystrybutor

ADEMCO

- systemy sygnalizacji pożaru
- systemy sygnalizacji włamania i napadu
- BURLE, ROBOT**
- systemy telewizji przemysłowej
- APTUS, TIMELOX, ASTI**
- systemy kontroli dostępu
- CARDIN**
- radiolinie, bariery podczerwieni
- COGARD**
- systemy kontroli strażników

60-604 Poznań, ul. Pałucka 8
 tel. (061) 472-474, fax 411-396

ZDALNE STEROWANIE DROGĄ RADIOWĄ

Szeroki wybór nadajników:
 - 2÷100 kanałów
 - zasięg 40÷700 m



Bariery podczerwieni:
 - modulowane 10÷60 m
 - multiplexowane 5÷18 m

Autoryzowany dystrybutor

ARPOL s.c.

60-604 Poznań, ul. Pałucka 8
 tel. (061) 472-474, fax 411-396

RAUCH
OBUDOWY metalowe
 - skrzynki instalacyjne
 - obudowy przemysłowe
 - obudowy popularne
 - konstrukcje specjalne.

OBUDOWY

Produkcja na zamówienia.
 Duże i małe serie.
 Napięcie w Polsce.

04-630 Warszawa, ul. Planetowa 20.
 Tel. (22) 12-70-80, fax (22) 12-78-26

ORYGINALNE CZĘŚCI do odbiorników TV Sat

PACE
 GRUNDIG
 MINERVA
 AMSTRAD



Procesory VideoCrypt I & II
 Dekodery: VideoCrypt I & II

NAJTANIEJ W KRAJU

EUROlink Gwarantujemy Sprzedaż wysyłkową!
 43-100 TYCHY, ul. Batorego 68

Tel. (0-32) 127 3644, 127 5457

**Układ z przetwornikami ultradźwiękowymi,
wykorzystany do budowy prostego systemu alarmowego.
Może być modyfikowany w celu wykorzystania do innych funkcji,
np. do pomiaru odległości, temperatury lub przepływów.**

Ultradźwiękowy czujnik ruchu

Mirosław Gieroń

Ultradźwięki (fale akustyczne wielkiej częstotliwości) są wykorzystywane przede wszystkim w diagnostyce medycznej i technicznej, a także jako "medium rozpoznawcze" systemów alarmowych. Przedstawiony układ może być używany w pomieszczeniach zamkniętych, w najprostszej wersji jako ostrzegacz-zabawka, zaś po dalszych udoskonaleniach, jako trudny do "oszukania" czujnik alarmowy. Ta zaleta (a w czasie uruchomienia poniekąd wada układu) umożliwia identyfikowanie nie tylko ciała stałego, lecz również gazowego, np. ruch powietrza przy oddychaniu, "przeciąg" w mieszkaniu itp. Układ przedstawiony na rysunku składa się z nadajnika ultradźwiękowego, odbiornika, wzmacniacza niskoszumowego objętego pętlą automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW), a także układu dekodującego zmiany w natężeniu odbieranej fali ultradźwiękowej. Jako nadajnik i odbiornik służą dwa takie same przetworniki ultradźwię-

kowe o częstotliwości pracy 39 ± 41 kHz i średnicy $1 \div 3$ mm (zależnie od typu i producenta). W modelowym rozwiązaniu wykorzystano przetworniki typu OC40K5 pracujące z częstotliwością 40,5 kHz. Regulacja generatora nadajnika z układem 4001 polega na takim ustawieniu rezystora P1, aby na końcówkach przetwornika NAD otrzymać przebieg prawie prostokątny; rzeczywista częstotliwość pracy przetwornika nie jest wtedy dokładnie równa znamionowej. Wysłana wiązka ultradźwiękowa rozchodzi się prostopadłowo. Część wiązki odbita od przedmiotów lub od lokalnych zagęszczeń powietrza trafia do drugiego przetwornika, gdzie zostanie wzmocniona i będzie utrzymywana na stałej amplitudzie dzięki działaniu ARW.

Powstałe w wyniku odbić zakłócenia chwilowej amplitudy "quasi-sinusoidy" są rozdzielane (punkt A) przez układ różniczkująco-całkujący, a potem dekodowane przez dwa prostowniki. Szybkość

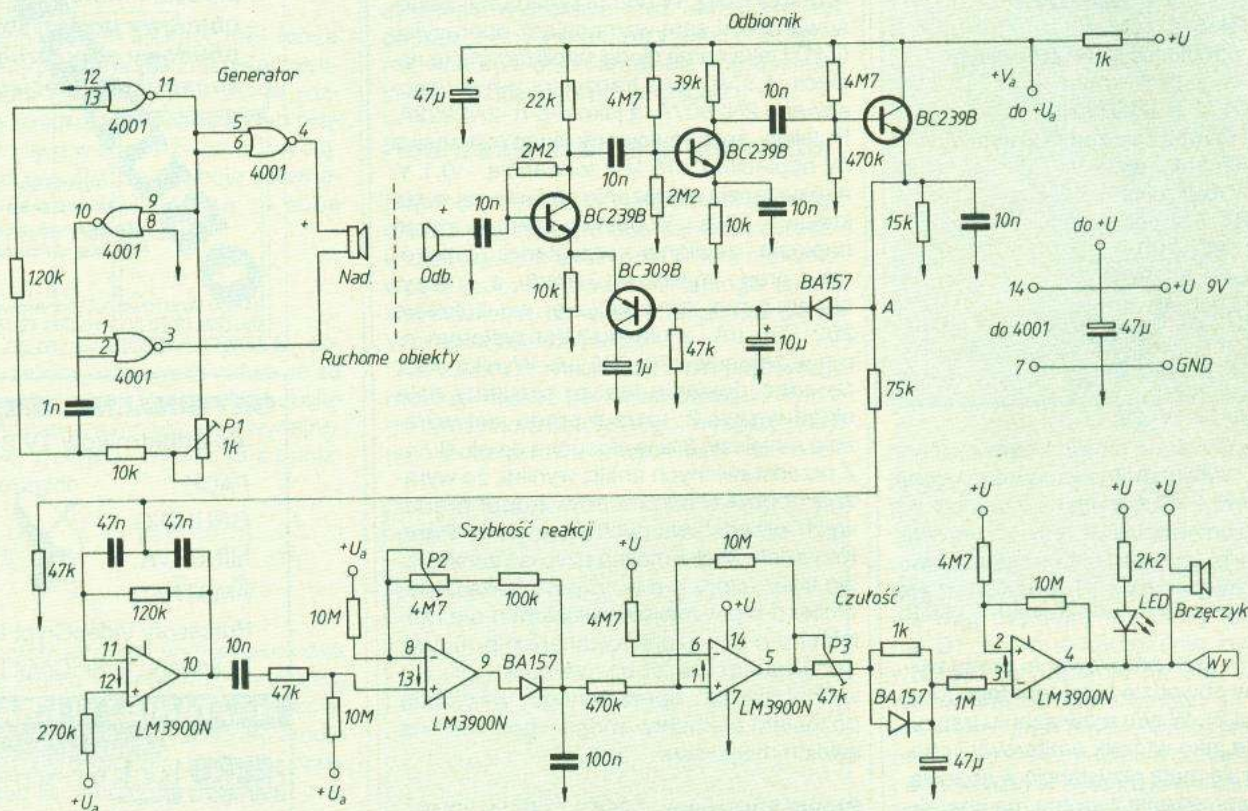
reakcji można ustawiać potencjometrem P2, czułość na zmiany - potencjometrem P3. Ostatni w torze układ służy do porównania i sterowania (w zależności od ustawionego wcześniej poziomu reakcji) LED, brzęczyka lub innego elementu sygnalizującego zmiany. Wyjście Wy można połączyć ze stacyjkami alarmowymi, gdyż ustawienie na wyjściu stanu wysokiego (bliskiego napięciu zasilania) w trybie czuwania umożliwia wykrywanie zmian zarówno przy czujniku poprawnie działającym, jak i sygnalizację, że czujnik odcięto lub uszkodzono.

W torze dekodowania użyto wzmacniaczy Nortona (cztery struktury układu LM3900) w celu polepszenia odporności na zakłócenia. Napięcie zasilające cały układ powinno być dobrze stabilizowane, ponieważ jego zmiany mogą spowodować przypadkowe reakcje czujnika. W razie podwójnego zasilania (sieciowego i baterijnego-awaryjnego), należy je dwukrotnie stabilizować, np. z 15 V lub więcej na 12 V, precyzyjnym stabilizatorem pracującym równolegle z akumulatorem, a dopiero dalej kolejnym stabilizatorem na 9 V.

LITERATURA

- [1] Nuhrmann D.: Elektronika łatwiejsza niż przypuszczasz - układy scalone. WKiŁ. 1983
- [2] Kubat L.: Jednoduché ultrazvukové dalkové ovladění. "Amatérské Radio" nr 5/1991
- [3] Halicki L.: Tor podczerwieni aktywnej w systemach alarmowych. "Radioelektronik" nr 11/1991
- [4] Zbysiński P.: Czujniki systemów alarmowych (1) i (2). "Radioelektronik" nr 2 i 3/1995

Słowa kluczowe: ULTRADŹWIĘKI, CZUJNIK OC40K5



Schemat układu aktywnego czujnika ultradźwiękowego

Układ scalony MAX038 firmy Maxim jest precyzyjnym generatorem funkcyjnym, przewidzianym do generacji przebiegów trójkątnych, piłozębnych, sinusoidalnych, kwadratowych i prostokątnych. Częstotliwości przebiegów wyjściowych mogą być zmieniane w zakresie od 0,1 Hz do MHz przez dobranie zewnętrznego rezystora i kondensatora.

Generator funkcyjny MAX038

Układ scalony MAX038, którego schemat blokowy jest przedstawiony na rys.1, jest precyzyjnym generatorem funkcyjnym sygnałów w.c.z., przewidzianym do generacji przebiegów trójkątnych, piłozębnych, sinusoidalnych, kwadratowych i prostokątnych o częstotliwościach w zakresie od 0,1 Hz do 20 MHz przy zastosowaniu minimalnej liczby elementów zewnętrznych. Częstotliwość i współczynnik wypełnienia przebiegu wyjściowego mogą być ustawiane niezależnie. Wyboru kształtu przebiegu wyjściowego dokonuje się doprowadzając odpowiednie sygnały logiczne do wejść programujących A0 i A1. Wewnątrz układu scalonego znajduje się detektor fazy i układ wytwarzający impulsy synchronizujące. Układ scalony MAX038 jest przewidziany do zasilania symetrycznego $\pm(4,75 \pm 5,25)$ V. Podstawowym blokiem układu jest generator relaksacyjny, którego działanie polega na ładowaniu i rozładowywaniu stałym prądem kondensatora C_F . Generator wytwarza jednocześnie sygnał trójkątny i falę prostokątną. Proces ładowania i rozładowywania jest sterowany prądem doprowadzanym do wejścia I_{IN} . Ten prąd powoduje zmiany napięć na rezystorach dołączonych do wejść FADJ i DADJ. Prąd wpływający do wejścia I_{IN} może mieć wartość w zakresie $2 \pm 750 \mu A$

i powoduje, że częstotliwość sygnału wyjściowego (dla stałej wartości C_F) może zmieniać się w zakresie dwóch dekad. Doprowadzając do wejścia FADJ napięcie stałe w zakresie $-2,4 \pm 2,4$ V uzyskuje się (przy $U_{DADJ} = 0$) zmiany częstotliwości w stosunku do wartości nominalnej o $\pm 70\%$; jest to czynność stosowana przy dokładnej regulacji częstotliwości. Współczynnik wypełnienia fali prostokątnej, definiowany jako stosunek czasu trwania dodatniej części przebiegu do jego okresu, może być regulowany w zakresie $15 \pm 85\%$ drogą zmiany napięcia w punkcie DADJ w zakresie $-2,3 \pm 2,3$ V. Zmiany proporcji czasu ładowania do czasu rozładowywania kondensatora C_F nie powodują zmiany sumy tych czasów. REF – stabilne źródło odniesienia o napięciu 2,5 V, umożliwia łatwe ustalenie wartości prądu sterującego i napięć programujących przy użyciu rezystorów stałych. Częstotliwość sygnału wyjściowego jest odwrotnie proporcjonalna do pojemności C_F i może wynosić nawet 20 MHz. Układ kształtujący przetwarza przebieg trójkątny w sinusoidę o małym współczynniku zniekształceń nieliniowych i stałej amplitudzie. Trzy przebiegi: trójkątny, sinusoidalny i kwadratowy są doprowadzane do wejścia

multiplexera analogowego. Dwa wejścia adresowe A0 i A1 decydują o wyborze przebiegu wyjściowego. Wzmacniacz wyjściowy wytwarza przebieg o wartości międzyszczytowej równej 2 V, inaczej ± 1 V, niezależnie od kształtu i częstotliwości. Sygnał o przebiegu trójkątnym jest doprowadzany do komparatora wytwarzającego falę prostokątną o stromych zboczach (SYNC), która może być wykorzystana do synchronizacji pracy innych generatorów. Ten układ jest zasilany z odrębnego źródła o napięciu +5 V.

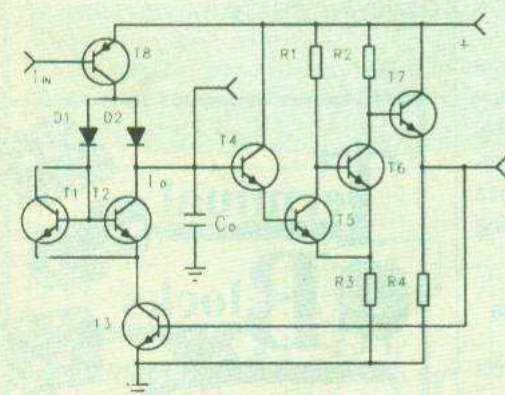
Wybór kształtu generowanego przebiegu

Generator funkcyjny z układem scalonym MAX038 może wytwarzać na swym wyjściu przebiegi sinusoidalne, kwadratowe (prostokątne o wypełnieniu 50%) i trójkątne. Wyboru dokonuje się doprowadzając odpowiednie sygnały logiczne do wejść programujących A0 i A1 wg tablicy.

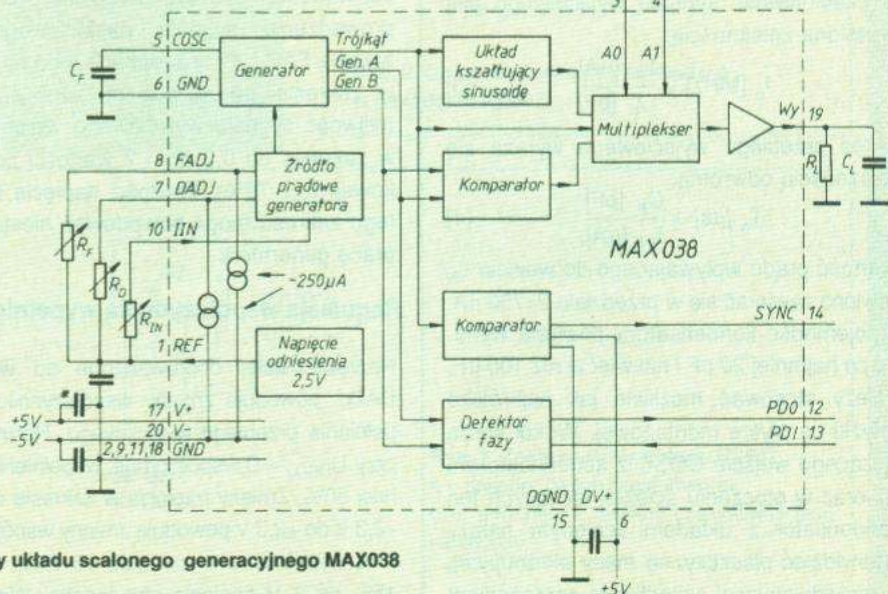
Tablica funkcji sterujących wyborem kształtu przebiegu

A0	A1	Kształt przebiegu
x	1	Sinusoida
0	0	Fala kwadratowa
1	0	Fala trójkątna

x – Stan dowolny



Rys.1 Zasada działania układu generacyjnego



Rys.2 Schemat blokowy układu scalonego generacyjnego MAX038

Wyboru kształtu można dokonywać w dowolnej chwili, czas przełączania wynosi ok. 0,3 μ s. Po zmianie kształtu przebiegu mogą wystąpić niewielkie zniekształcenia przebiegu wyjściowego, ustępują one po 0,5 μ s.

Zasada działania układu generacyjnego

Układ generacyjny jest multiwibratorem o sprzężeniu emiterowym (rys. 1). W takim układzie następuje ładowanie i rozładowywanie kondensatora C_o prądem I_o . Elementami rozładowującymi są tranzystory T4 + T7, a źródło prądowe tworzą tranzystory T1 i T2. Częstotliwość drgań wyraża się zależnością:

$$f_o = \frac{I_o}{2C_o \cdot \Delta U} \quad [1]$$

W rzeczywistym układzie generacyjnym zmiany częstotliwości f_o uzyskuje się przez zmiany prądu I_o . Zmiany tego prądu są wywoływane zmianami prądu I_{IN} doprowadzonego do wejścia sterującego, prąd I_o jest proporcjonalny do I_{IN} , współczynnik proporcjonalności wynosi k . Zależność określającą częstotliwość drgań:

$$f_o = \frac{k \cdot I_{IN}}{2 \cdot C_o \cdot \Delta U} \quad [2]$$

Wartość współczynnika k jest tak dobrana, że wartość liczbowa czynnika $2\Delta U/k$ jest równa 1 V. W tej sytuacji można do obliczeń stosować uproszczoną postać wzoru przedstawioną w dalszej części artykułu.

Strojenie generatora

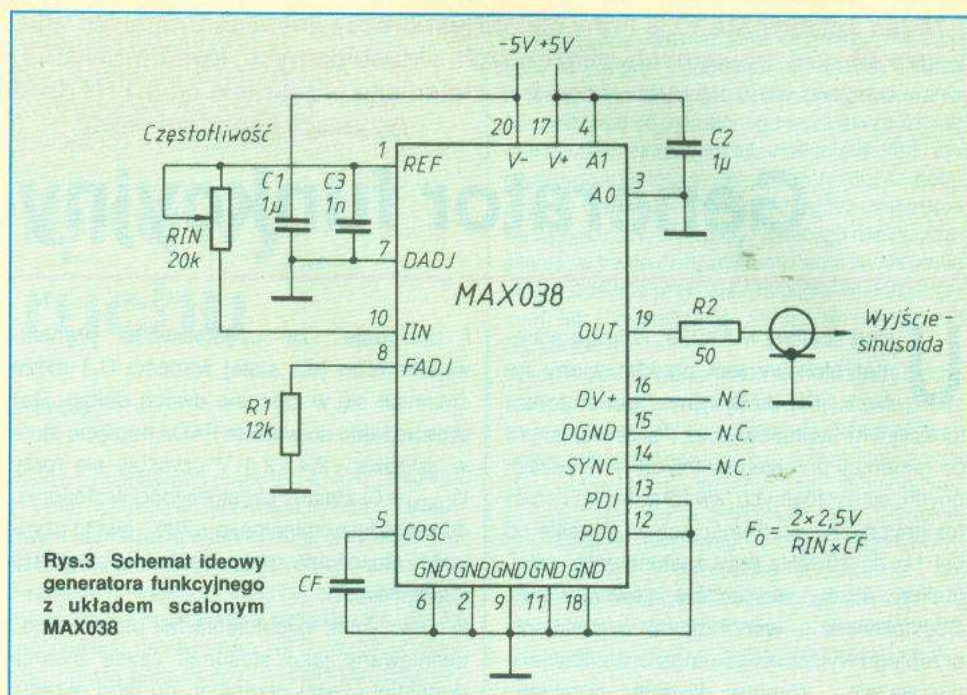
Częstotliwość przebiegu wyjściowego jest ustalana przez prąd wpływający do wejścia I_{IN} , pojemność kondensatora w układzie generacyjnym C_F (wejście COSC) i napięcie na wejściu sterującym FADJ. Jeżeli wartość napięcia sterującego U_{ADJ} jest równa zero, to częstotliwość sygnału wyjściowego jest określona zależnością:

$$f_o [\text{MHz}] = \frac{I_{IN} [\mu\text{A}]}{C_F [\text{pF}]} \quad [3]$$

Okres przebiegu wyjściowego wyraża się zależnością odwrotną:

$$T_o [\mu\text{s}] = \frac{C_F [\text{pF}]}{I_{IN} [\mu\text{A}]} \quad [4]$$

Wartość prądu wpływającego do wejścia I_{IN} powinna zawierać się w przedziale 2÷750 μ A, a pojemność kondensatora powinna wynosić co najmniej 20 pF i nie więcej niż 100 μ F. Należy stosować możliwie jak najkrótsze ścieżki na płytce montażowej. Wokół węzła łączącego wejście COSC z kondensatorem C_F oraz w otoczeniu ścieżek łączących ten kondensator z układem scalonym należy przewidzieć płaszczyznę masy ekranującą, przeciwdziałającą szkodliwym sprzężeniom



Rys.3 Schemat ideowy generatora funkcyjnego z układem scalonym MAX038

z wyjściem układu. Układ może generować również sygnały o częstotliwościach przekraczających 20 MHz, ale są one bardzo odkształcone. Dolna granica zakresu częstotliwości generowanych przez układ jest uzależniona od prądu upływu kondensatora C_F i od wymagań dotyczących jej stałości. Najlepsze wyniki (najmniejsza częstotliwość i duża stałość) osiąga się przy stosowaniu kondensatorów niepolaryzowanych o pojemności 10 μ F.

Modulacja

Częstotliwość sygnału wyjściowego może być modulowana po doprowadzeniu odpowiedniego sygnału do wejścia FADJ. Częstotliwość środkowa f_o jest ustalona przez spoczynkową wartość prądu sterującego I_{IN} . Jej wartość może być zmieniona przez doprowadzenie sygnału napięciowego do wejścia FADJ. Przy zmianach tego napięcia w zakresie od -2,4 V do +2,4 V częstotliwość sygnału wyjściowego zmienia się w zakresie od 0,3 do 1,7 wartości początkowej ($f_o \pm 70\%$). Wartości napięcia spoza tego zakresu mogą powodować niestabilną pracę generatora.

Regulacja współczynnika wypełnienia

Napięcie stałe, doprowadzone do wejścia DADJ, powoduje zmiany współczynnika wypełnienia przebiegu wyjściowego. Normalnie, przy $U_{DADJ} = 0$ współczynnik wypełnienia wynosi 50%. Zmiany napięcia w zakresie od -2,3 V do +2,3 V powodują zmiany współczynnika wypełnienia w zakresie 15÷85%, o ok. 15% na 1 V napięcia sterującego. Wartości

napięcia spoza wymienionego zakresu mogą powodować błędy i niestabilną pracę układu.

Obwody wyjściowe

Wartość międzyszczytowa sygnału wyjściowego generatora funkcyjnego wynosi 2 V i jest niezależna od kształtu przebiegu. Rezystancja wyjściowa wzmacniacza wyjściowego wynosi nie więcej niż 0,1 Ω , do wyjścia można dołączyć obciążenie pobierające prąd do ± 20 mA. Pojemność obciążenia może wynosić do 50 pF. W przypadku większych obciążeń pojemnościowych należy stosować rezystor separujący lub dodatkowy wzmacniacz buforujący. (α)

Opracowano na podstawie materiałów informacyjnych firmy Maxim

Słowa kluczowe: GENERATOR, GENERATOR FUNKCYJNY, GENERATOR RELAKSACYJNY

Terminal Blocks

LISTWY MONTAŻOWE ARR Atrakcyjne ceny

2-, 3-zaciskowe, 16A/250V

PIW SEMICON
00 539 Warszawa
ul. Piekna 3a
fax: (022) 625 08 65
tel. (022) 621 50 21, 622 04 59

NE567

15

Dekoder częstotliwości z pętlą fazową

Producent: Linear Product.

NE567 (oznaczany również symbolami SE, SB i XR) jest dekodrem częstotliwości, w którym wykorzystano pętlę fazową (PLL Phase Locked Loop). Układ jest wykonany (rys. 1) ze wzmacniacza sterowanego napięciem (VCO), detektora fazowego z filtrem dolnoprzepustowym, detektora kwadraturowego oraz wzmacniacza wyjściowego (tranzystor z otwartym kolektorem). Sygnał o częstotliwości z przedziału od 0,01 Hz do 500 kHz na wejściu układu NE567 powoduje zmianę napięcia wyjściowego, która zostaje przez wzmacniacz przetworzona na sygnał logiczny. Jeżeli częstotliwość wejściowa jest równa częstotliwości określonej przez elementy R1, C1, to układ NE567 zostanie zsynchronizowany i na wyprowadzeniu 8 pojawia się logiczne "0". Kondensatory C2 i C3 służą do zmiany szerokości pasma częstotliwości w granicach od 1% do 14%. Rezystor R1 (2 + 20 kΩ) umożliwia zmianę wykrywanej częstotliwości f_0 w stosunku około 20:1. Wewnętrzny wzmacniacz sterowany napięciem dostarcza na wyprowadzeniu 6 sygnał piłokształtny, na wyprowadzeniu 5 — prostokątny.

Dekoder NE567 ma tendencję do synchronizowania się z nieparzystymi harmonicznymi i podharmonicznymi sygnału wejściowego. Przeciwdziałanie temu polega na ograniczeniu napięcia wejściowego U_w do kilkuset miliwoltów. Prąd spoczynkowy (przy $U_B = 5$ V, $R_1 = 20$ kΩ) wynosi dla wersji podstawowej — 7 mA, wersji XR567 — 0,6 mA.

Układ NE567 jest programowalny w tym znaczeniu, że wartość rezystancji R1 może być zmieniana za pomocą przełącznika mechanicznego lub półprzewodnikowego.

Częstotliwość roboczą f_0 można obliczyć ze wzoru:

$$f_0 \approx \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \quad \text{przy czym: } f_0 [\text{Hz}], R_1 [\Omega], C_1 [\text{F}]$$

Szerokość pasma

$$B = 1070 \sqrt{\frac{U_0}{f_0 \cdot C_3}}$$

przy czym:

U_0 — wartość skuteczna napięcia wejściowego w V; C_3 — w [μF]

Kondensatory filtrujące C2 i C3 można dobrać na podstawie wzorów obliczeniowych:

$$C_2 = \frac{260}{f_0} [\mu\text{F}]; \quad C_3 = \frac{130}{f_0} [\mu\text{F}]$$

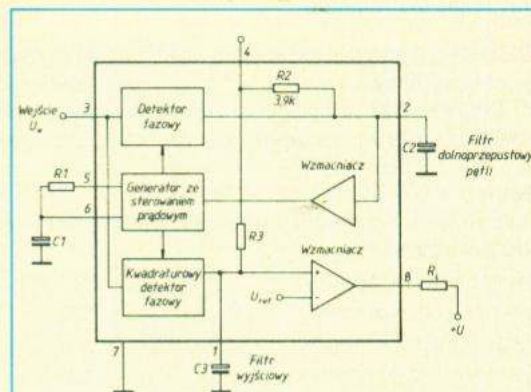
przy f_0 — w [Hz]

Zastosowania (rys. 3a, b)

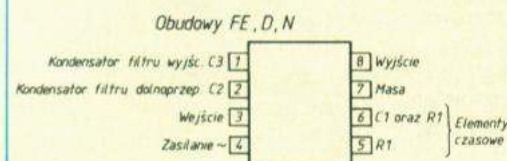
- dekodowanie sygnału wywołania w telekomunikacji,
- zdalne wykrywanie częstotliwości nośnej,
- sterowniki ultradźwiękowe (np. "piloty" w odbiornikach TV),
- kontrola i regulacja częstotliwości,
- bezprzewodowe urządzenia rozmównicze (intercom).

Obszerne informacje o dekodzie NE567 zawiera dokument Product Information firmy Linear Product.

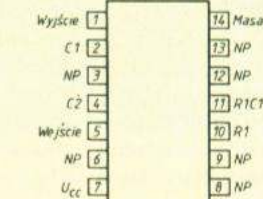
(JF)



Rys. 1. Schemat dekodera NE567

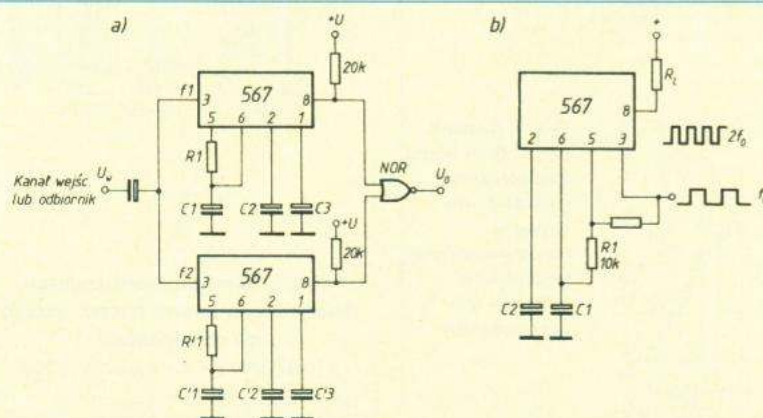


Obudowa F



Widok z góry
(NP - końcówki nie połączone)

Rys. 2. Obudowy i układ wyprowadzeń w dekodzie NE567



Rys. 3. Zastosowania układu NE567

a — dekodek dwóch częstotliwości;
b — generator z dwiema częstotliwościami na wyjściu

16

TLE2022

Podwójny wzmacniacz operacyjny

Producent: Texas Instruments

Układ **TLE2022** jest nowym podwójnym, dokładnym i szybkim wzmacniaczem operacyjnym o małym poborze mocy, wytwarzanym przy użyciu nowej technologii firmy Texas nazwanej procesem Excalibur. Ta technologia umożliwia znaczne zwiększenie szerokości pasma i szybkości zmian napięcia wyjściowego przy zachowaniu dobrej dokładności wzmacniacza.

Zastosowanie

- wzmacniacze w.c. o zasilaniu symetrycznym lub niesymetrycznym

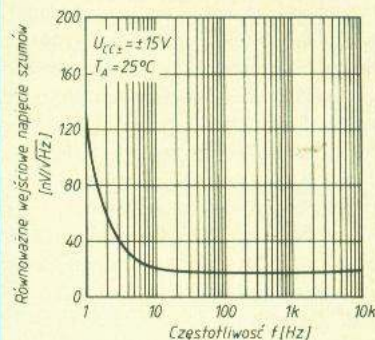
Parametry graniczne

Maksymalne napięcia zasilające:	$\pm 20 \text{ V}$
Wejściowe napięcie różnicowe:	$\pm 0,6 \text{ V}$
Zakres napięcia wejściowego:	$\pm U_{CC}$
Prąd wejściowy (każde wejście):	$\pm 1 \text{ mA}$
Prąd wyjściowy:	$\pm 30 \text{ mA}$

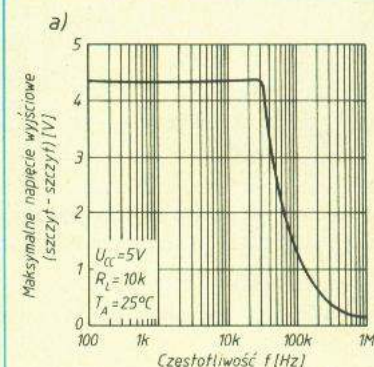
Ważniejsze parametry charakterystyczne

(wersja TLE2022BC, temperatura pracy od 0°C do 70°C) – dla napięć zasilających 5 V i $\pm 15 \text{ V}$:

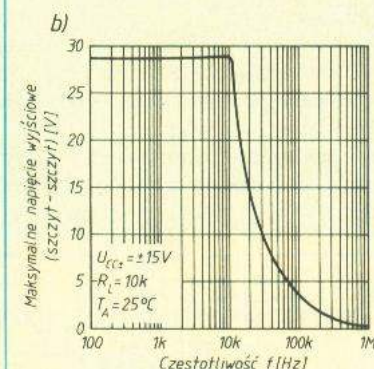
Napięcie zasilające	5 V	$\pm 15 \text{ V}$
Wejściowe napięcie niezerównoważenia:	maks. 250 μV	150 μV
Współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezerównoważenia:	typ. 2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Wejściowy prąd polaryzujący:	typ. 30 nA	30 nA
Szybkość narastania napięcia wyjściowego (slew rate):	typ. 0,5 V/ μs	0,65 V/ μs
Szerokość pasma (dla wzmocnienia 1):	typ. 1,7 MHz	2,8 MHz
Wejściowe równoważne napięcie szumów (f = 1 kHz):	typ. 21 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	19 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (mn)



Rys. 4. Zależność równoważnego wejściowego napięcia szumów od częstotliwości



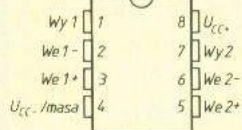
Rys. 2. Zależność wzmocnienia i kąta fazowego od częstotliwości



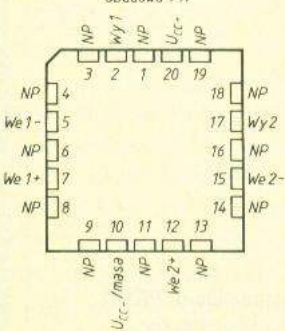
Rys. 3. Rozkład procentowy liczby wzmacniaczy o określonym napięciu niezerównoważenia (przebadana próbka - 398 wzmacniaczy)

Rys. 5. Zależność maksymalnego napięcia wyjściowego (szczyt - szczyt) od częstotliwości
a - zasilanie 5 V, b - zasilanie $\pm 15 \text{ V}$

Obudowy: D, DB, JG, P, PW

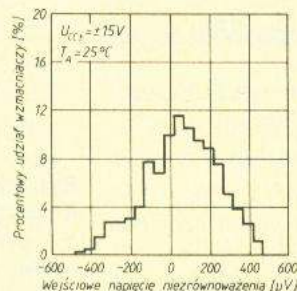
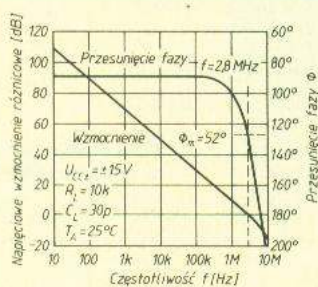


Obudowa FK



NP - nie ma połączenia wewnętrznego

Rys. 1. Rozmieszczenie końcówek (widok z góry)



W ostatnich latach pojawiły się na rynku rezonatory piezoceramiczne o częstotliwości nominalnej 1 MHz, produkcji firmy MURATA. Można ich użyć zamiast kwarców.

Prosty syntezer częstotliwości PLL KF

Andrzej Kusiak

W przypadkach, kiedy nie ma zbyt ostrych wymagań co do stabilności częstotliwości, rezonatory MURATA mogą z powodzeniem zastępować "prawdziwe" kwarcy. Interesującą właściwością tych rezonatorów jest znacznie szerszy w porównaniu z rezonatorami kwarcowymi zakres "przebiegania" ich częstotliwości włączoną w szereg z rezonatorem pojemnością (lub indukcyjnością).

W przedstawionym na rys. 1 generatorze

szeregowo z rezonatorem włączono podwójny kondensator zmienny o pojemności $320 \div 380$ pF. W przypadku kwarcu (1 MHz, typ RS-1011 prod. ZPR OMIG) uzyskano zakres przestrajania od 1000,01 do 1000,16 kHz (i częstotliwość 1000,00 przy zwartym kondensatorze zmiennym). W przypadku rezonatora piezoceramicznego 1 MHz zakres przestrajania wyniósł od 974,85 do 1007,47 kHz (i częstotliwość 969,2 kHz przy zwartym kondensatorze zmiennym; często-

śliwość 1000,00 kHz jest uzyskiwana z szeregową pojemnością ok. 50 pF). Tę zdolność do "przebiegania" w szerokim zakresie częstotliwości generatora z rezonatorem piezoceramicznym wykorzystano w konstrukcji syntezy częstotliwości w.cz., którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 2.

W detektorze fazy z układem CMOS 4046 są porównywane dwa sygnały: z generatora VCO (po podzieleniu jego częstotliwości przez 100) oraz z generatora VCO (po podzieleniu jego częstotliwości przez $40 \cdot N$, przy czym $N = (2 \div 256)$ to współczynnik podziału programowanego, ośmio-bitowego, binarnego dzielnika częstotliwości z układem CMOS 40103). Dla $f_{VCO} = (975 \div 1007)$ kHz częstotliwość wyjściowa syntezy wynosi: $f_{wy} = 40 \cdot N$ (9,75 ÷ 10,07) kHz = N (390 ÷ 402,8) kHz.

Jak łatwo sprawdzić, począwszy od $N = 31$ można uzyskać zachodzące na siebie zakresy przestrajania generatora VCO:

$N = 30$; $f_{wy} = (11\,700 \div 12\,084)$ kHz

$N = 31$; $f_{wy} = (12\,090 \div 12\,487)$ kHz

$N = 32$; $f_{wy} = (12\,480 \div 12\,890)$ kHz

$N = 256$; $f_{wy} = (99\,840 \div 103\,117)$ kHz.

Uzyskano zaskakująco dobrą stabilność sygnału wyjściowego z syntezy. Dla częstotliwości 30 MHz zmiana częstotliwości była mniejsza niż 200 Hz/h (dla częstotliwości 15 MHz stałość częstotliwości będzie dwukrotnie lepsza, a dla 60 MHz dwukrotnie gorsza).

Przy okazji należy zauważyć, że po włączeniu zamiast generatora VCO generatora dającego na wyjściu częstotliwość 1250 kHz (np. generator z "prawdziwym" kwarcem 5 MHz i dzielnikiem częstotliwości przez 4), opisany tu syntezer może być źródłem częstotliwości wzorcowych z krokiem co 500 kHz. Częstotliwość wyjściowa syntezy będzie wtedy wynosiła:

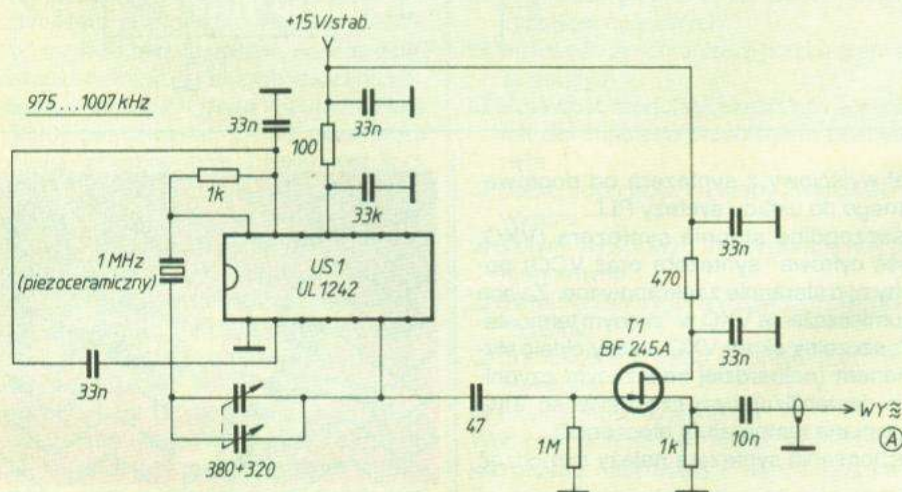
$f_{wy} = N \cdot 500$ kHz

Przy $N = 2$; $f_{wy} = 1000$ kHz

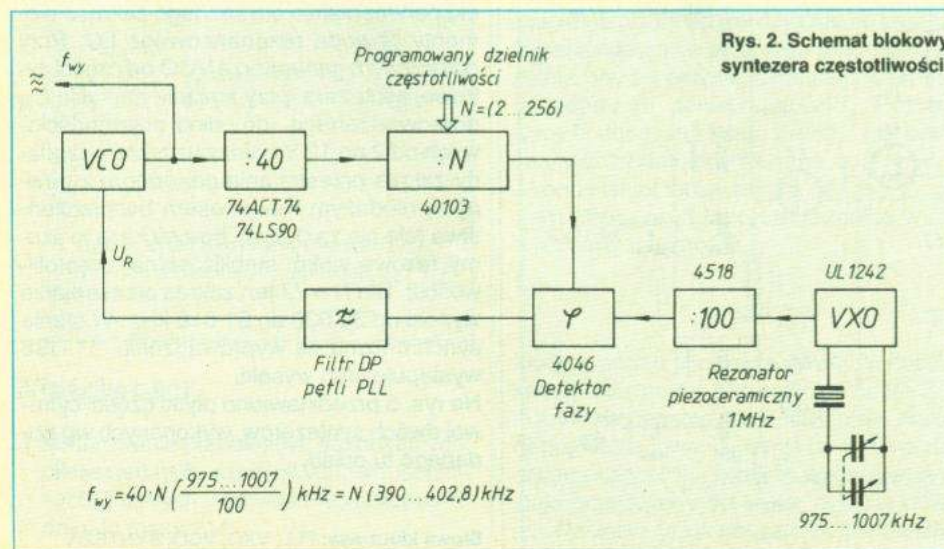
przy $N = 3$; $f_{wy} = 1500$ kHz

przy $N = 256$; $f_{wy} = 128\,000$ kHz.

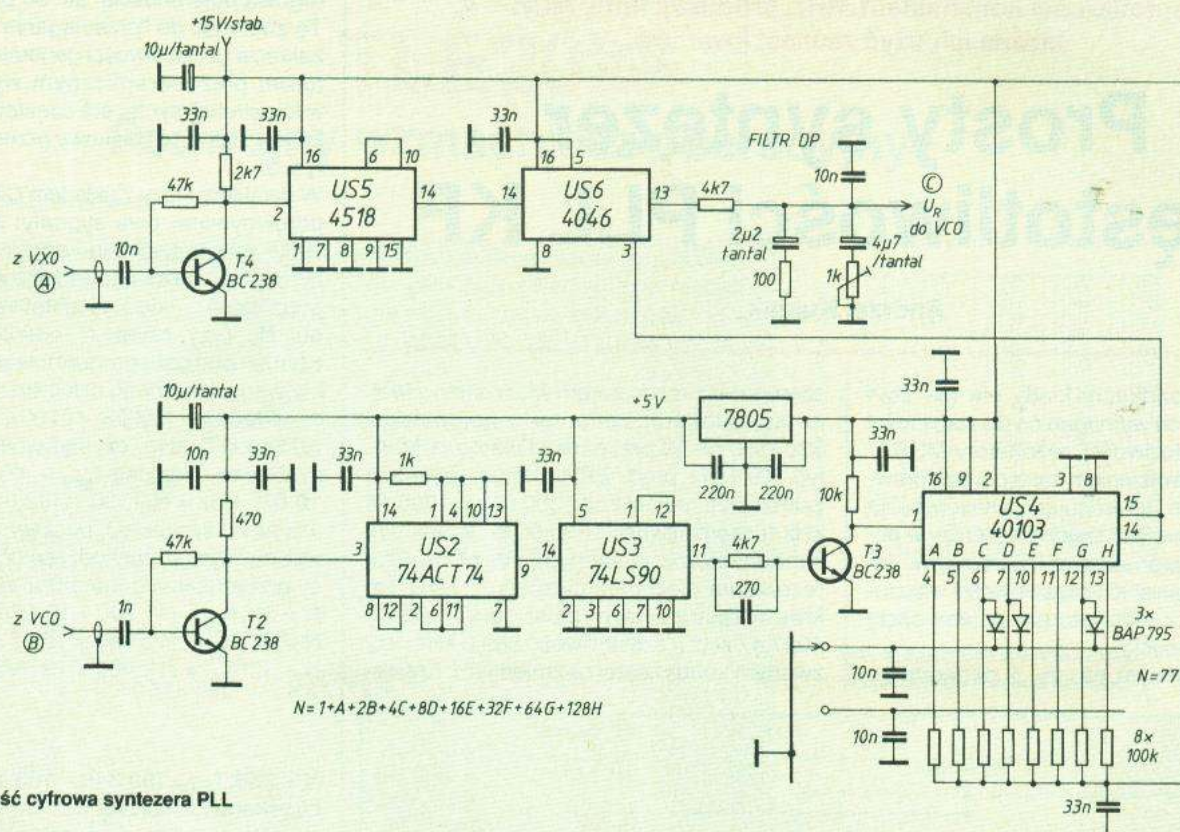
Na rys. 3 przedstawiono cyfrową część syntezy. Dzielnik częstotliwości przez 40, dzielący częstotliwość z generatora VCO, składa się ze wzmacniacza wstępnego z tranzystorem T2, dzielnika częstotliwości przez 4 z układem US2 (74ACT74) oraz dzielnika częstotliwości przez 10 z układem US3 (74LS90). Ta część syntezy jest zasilana napięciem +5 V. Stopień z tranzystorem T3 przekształca sygnał o poziomach TTL na CMOS (+15 V). Dzielnik częstotliwości z układem US4 (40103) jest programowany za pomocą matrycy diodowej. Na schemacie, jako przykład, wpisano $N = 77$. Dzielnik częstotliwości przez 100, dzielący częstotliwość z generatora VCO, składa się ze wzmacniacza wstępnego z tranzystorem T4



Rys. 1. Schemat generatora częstotliwości wzorcowej - VXO



Rys. 2. Schemat blokowy syntezy częstotliwości



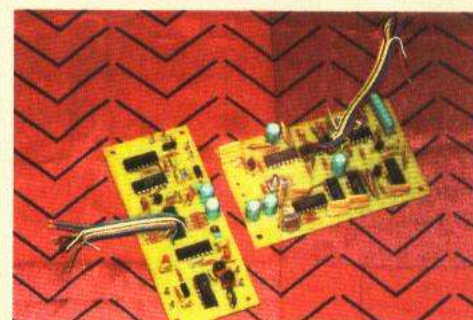
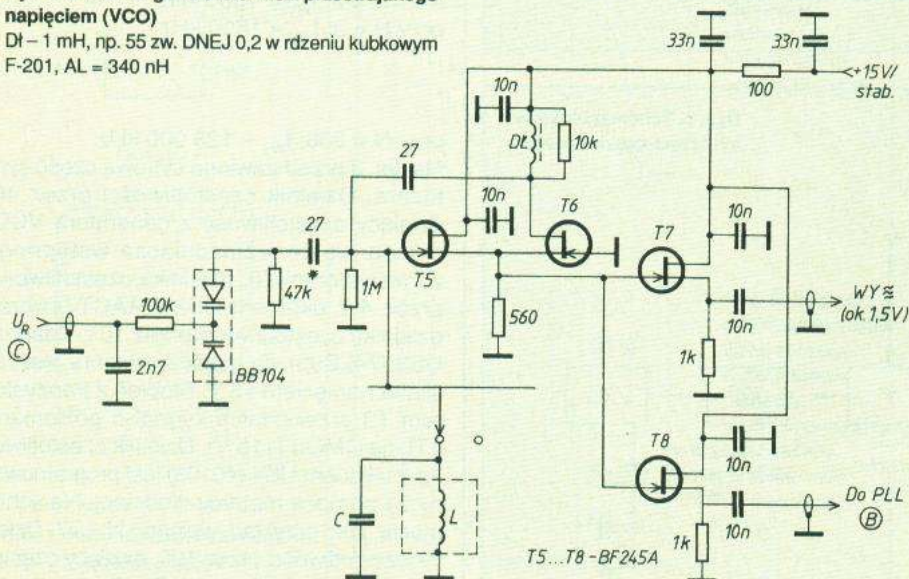
Rys. 3. Część cyfrowa syntezy PLL

oraz dzielnika częstotliwości przez 100 z układem US5 (4518). Detektor fazy pracuje z układem US6 (4046). Schemat generatora VCO jest przedstawiony na rys. 4. Jest to generator z tranzystorami polowymi (T5 i T6) o sprzężeniu źródłowym, charakteryzujący się wyrównaną amplitudą sygnału wyjściowego (ok. 1,5 V) przy różnym stosunku L do C. Generator ma dwa niezależne wyjścia (przez wtórnik źródłowy z tranzystorami T7 i T8), separujące sy-

gnał wyjściowy z syntezy od doprowadzanego do układu syntezy PLL. Poszczególne stopnie syntezy (VXO, część cyfrowa syntezy oraz VCO) powinny być starannie zaekranowane. Zaleca się umieszczenie VXO w "zimnym termoscie"; szczelny ekran VXO należy okleić styropianem (najbardziej znaczącym czynnikiem destabilizującym częstotliwość VXO jest zmiana temperatury otoczenia!). Uruchomienie syntezy należy rozpocząć

Rys. 4. Schemat generatora w.cz. przestrajanego napięciem (VCO)

DT - 1 mH, np. 55 zw. DNEJ 0,2 w rdzeniu kubkowym F-201, AL = 340 nH



Rys. 5. Płytki części cyfrowej dwóch syntezerów częstotliwości KF wg koncepcji opisanej w artykule

od zestrojenia generatora VCO, dobierając eksperymentalnie dla każdego zakresu elementy obwodu rezonansowego LC. Przy odłączonym generatorze VCO od części cyfrowej syntezy, przy zmianie napięcia U_R doprowadzanego do diod pojemnościowych od 2 do 12 V należy uzyskać pożądany zakres przestrajania generatora z pewnym, niedużym marginesem bezpieczeństwa (ale nie za dużym, bo zwiększa to szumy fazowe wokół stabilizowanej częstotliwości!). Dla $N = 77$ ten zakres przestrajania wynosi od 30 030 do 31 016 kHz. W stanie synchronizmu na wyprowadzeniu "1" US6 występuje stan wysoki.

Na rys. 5 przedstawiono płytki części cyfrowej dwóch syntezerów, wykonanych wg podanego tu opisu.

Słowa kluczowe: PLL, VXO, VCO, SYNTEZA

Nowy układ, w Polsce wymyślony, o bardzo szerokich możliwościach choć prosty. W następnych artykułach będą jego zastosowania - zapraszamy do eksperymentów!

Generator ze sterowaniem prądowym

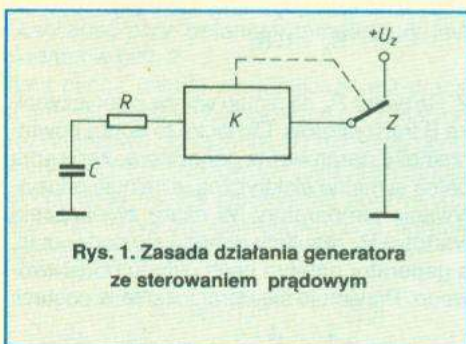
Budowa, zasady funkcjonowania

Konrad Graczyk

W czasach, kiedy istniały już półprzewodniki ale nie było układów scalonych, podstawowymi urządzeniami jakimi posługiwano się do wytwarzania drgań m.c.z. były: generator samodławny i generator Ecclesa-Jordana, ten ostatni jeszcze teraz używany. Pierwsze specjalizowane układy generacyjne 74121 i 74123 pojawiły się dopiero z rodziną TTL. Ich era, z wyraźnie zaznaczonym śladem w literaturze technicznej, nie trwała długo. Dość wcześnie pojawił się "super robot" 555 i zapanował niepodzielnie na długie lata. Aż do dzisiaj.

Opis przedstawia nowe rozwiązanie generatora przebiegów, opracowane w firmie POLO-NIUSZ elektronika Poland – generator ze sterownikiem prądowym (nazwany GK1). W tym artykule będzie opisany sposób działania z podaniem ważniejszych zasad projektowania, w dalszych będą przedstawione przykłady zastosowań. Układ generatora umożliwia znaczne uproszczenia wielu konstrukcji elektronicznych budowanych dotychczas tradycyjnymi metodami, szczególnie z użyciem popularnego timera 555.

Generator ze sterownikiem prądowym łączy funkcje przerzutnika, generatora przebiegów, układu czasowego; może wytwarzać prostokątne, piłokształtne, szpilkowe, sinusoidalne i liniowe przebiegi w szerokim przedziale częstotliwości: od 10^{-3} do 10^7 Hz. Jego domeną jest zakres średnich i małych częstotliwości. Możliwa jest praca astabilna, monostabilna oraz w układzie mostkowym, tańcuchowym i mieszanym. Wyróżnikiem generatora jest sterowanie prądu – a nie napięcia.



Rys. 1. Zasada działania generatora ze sterowaniem prądowym

Właściwości

- Generowanie przebiegów: prostokątnych, piłokształtnych, szpilkowych, sinusoidalnych, liniowych – odniesionych bezpośrednio do masy

- Zasilanie pojedynczym lub symetrycznym napięciem z przedziału od 1,5 do 300 V
- Amplitudy wyjściowe zbliżone do napięcia zasilania
- Dobra stabilizacja częstotliwości przy wahaniami napięcia zasilania
- Jednoznacznie określone stany na wyjściu po włączeniu zasilania
- Strome obydwa zbocza prostokąta
- Pojedynczy kondensator (również polarny)
- Duża skala zmiany częstotliwości i współczynnika wypełnienia
- Zmiana częstotliwości tylko jednym elementem układu z zachowaniem stałego współczynnika wypełnienia
- Możliwość generowania bardzo długich impulsów czasowych
- Możliwość synchronizacji przebiegiem zewnętrznym
- Możliwość modulacji częstotliwości i szerokości impulsów przebiegiem zewnętrznym
- Dobra odporność na stany zwarcia na wyjściu
- Stopień wyjściowy z tranzystorami komplementarnymi
- Symetria elektryczna względem biegunów zasilania
- Zredukowany układ wyprowadzeń (trzy elektrody)
- Elastyczność łączeniowa

Wadą generatora lub raczej ograniczeniem jest praca z nasycającymi się tranzystorami. Zasada działania generatora ze sterowaniem prądowym jest wyjaśniona na rys. 1 (praca jako multiwibrator). Proces generacji polega na cyklicznym ładowaniu i rozładowywaniu kondensatora C przez rezystor R. Przełączanie na przemian między plusem zasilania a masą następuje po zaniku prądu kondensatora poniżej pewnej, ustalonej parametrami układu, progowej wartości I_p . Rozładowany kondensator przez zwoję Z jest podłączony do dodatniego bieguna zasilania – kondensator ładuje się ze stałą RC. Z upływem czasu prąd ładowania zanika wykładniczo wg zależności:

$$i_c = \frac{U_z}{R} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (1)$$

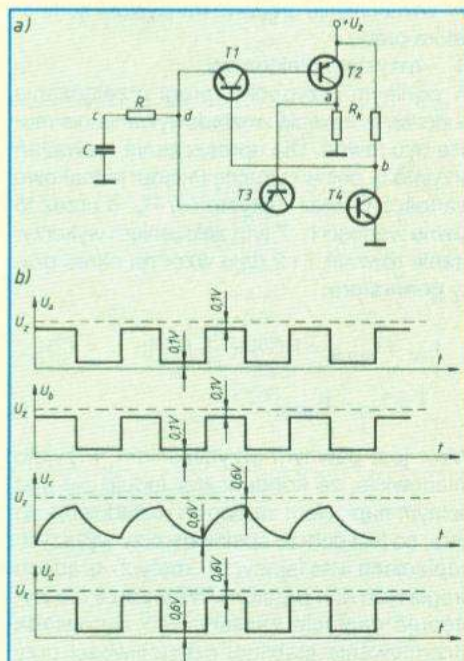
Kiedy i_c spada poniżej progowej wartości I_p , komparator prądu K przełącza zwoję Z do masy – kondensator rozładowuje się. Malejący prąd rozładowania osiąga po chwili przełączającą wartość I_p – kondensator ponownie zostaje przełączony do plusa, cykl się powtarza. Napięcie na kondensatorze ma charakter

piłokształtny o stałej polaryzacji względem masy, możliwe jest zatem stosowanie kondensatorów polarnych (elektrolitycznych, tantalowych).

Według klasycznej terminologii, generator ze sterownikiem prądowym można uważać za prądowy odpowiednik przerzutnika Schmitta. Szerokość histerezy (krzywa histerezy leży w dwóch ćwiartkach układu współrzędnych) nawet przy niskich napięciach zasilania może być teoretycznie nieskończenie duża. Stąd właśnie wynika zdolność do generowania bardzo długich impulsów czasowych.

Na rys. 2 jest przedstawiony schemat generatora. Podczas ładowania aktywna jest górna para tranzystorów T1, T2. Tranzystor T1 pełni funkcję klucza (zwoję), tranzystor T2 jest komparatorem prądu. W fazie rozładowywania pracują tranzystory T3, T4, z których pierwszy jest kluczem, drugi – komparatorem prądu. Para komplementarnych tranzystorów T1, T3 tworzy jednocześnie stopień wyjściowy.

Po włączeniu zasilania rozpoczyna się faza ładowania. Przez jeden z rezystorów R_k tranzystor T1 jestysterowany do stanu nasycenia. Oznacza to zamknięcie górnego klucza T1 i połączenie kondensatora z dodat-



Rys. 2. Schemat generatora ze sterowaniem prądowym – układ podstawowy
a – schemat elektryczny, b – przebiegi

nim biegunem zasilania. Kondensator ładuje się ze stałą czasu RC. Prąd ładowania przepływa przez złącze baza–emiter tranzystora T2 powodując jego silne wystawienie do stanu nasycenia. Ponieważ napięcie na połączonych emiterach tranzystorów T1–T3 jest o ok. 0,6 V niższe niż napięcie bazy tranzystora T3 – tranzystor T3 jest zablokowany, dolny klucz rozwarthy. W rezultacie nie płynie prąd bazy tranzystora T4, który jest również zablokowany. Kiedy prąd ładowania kondensatora zanika poniżej progowej wartości I_p , tranzystor T2 wychodzi ze stanu nasycenia. Napięcie na jego kolektorze gwałtownie spada, powodując zamknięcie dolnego klucza tranzystora T3 i wystawienie tranzystora T4 – górny klucz rozwiera się. Rozpoczyna się faza rozładowania. Przez zwarty klucz tranzystora T3 i złącze baza–emiter tranzystora T4 kondensator jest teraz połączony z masą i rozładowuje się ze stałą RC. Z chwilą kiedy prąd rozładowania spada poniżej progowej wartości I_p , napięcia na kolektorach tranzystorów T4, T2 szybko wzrastają, powodując otwarcie dolnego klucza tranzystora T3 i zamknięcie górnego klucza tranzystora T1. Kondensator ładuje się, rozpoczyna się następny cykl. Krzyżowe połączenie baz i kolektorów przeciwstawnych par tranzystorów zapewnia w momencie przerzutu silne dodatnie sprzężenie zwrotne – przerzut jest bardzo szybki. Napięcie na wyjściu generatora (punkt d) ma kształt prostokąta o stromych zboczach, napięcie na kondensatorze (punkt c) ma kształt piły. Za progową przełączającą wartość I_p można przyjąć:

$$I_p = \frac{U_z}{\beta R_k} \quad (2)$$

przy czym:

b – wzmocnienie prądowe tranzystora komparatora prądu

R_k – rezystor kolektorowy

W ogólnym przypadku, progi przełączania podczas ładowania i rozładowywania nie muszą być równe. Dla uproszczenia rozważań przyjęto tu pełną symetrię układu: jednakowe wartości β oraz rezystorów R_k , a przez to równe wartości I_p . Z tym założeniem wykorzystanie równań 1 i 2 daje wzór na okres pracy generatora:

$$t_{\text{ład}} = t_{\text{rozład}} = RC \cdot \ln\left(\frac{R_k}{R} \beta - 1\right) \quad (3)$$

$$T = t_{\text{ład}} + t_{\text{rozład}}$$

Wzór jest pewnym przybliżeniem. Przyjęto mianowicie, że kondensator ładuje się pod pełnym napięciem zasilania i rozładowuje do zera, co jest dobrze spełnione przy wyższych napięciach zasilających i małych prądach progowych komparatora. We wzorze nie występuje napięcie zasilania, co zapewnia utrzymanie stabilnej częstotliwości przy dużych wahaniami zasilania; potwierdzają to wyniki doświadczeń podane w tablicy 1. Osobnym zagadnieniem jest wybór odpowiednich wartości RC. Elementy R_k , R, C decydują nie tylko o częstotliwości oscylacji,

lecz także o pozostałych parametrach: rezystancji wyjściowej, wysokości amplitudy piły, skali zmian częstotliwości itd. Muszą być również zachowane właściwe proporcje między tymi elementami.

Podstawowe znaczenie ma rezystor kolektorowy R_k , którego wartość ustawia progowy prąd przełączający – zależność 2 (w praktyce może być wybrana z przedziału od 100 Ω do 1 M Ω).

Wartość rezystora szeregowego R ustala bezpośrednio częstotliwość oscylacji. Granice możliwych wartości R narzuca wartość R_k :

$$\frac{10}{\beta} R_k < R < \frac{\beta}{e+1} R_k \quad (4)$$

przy czym: e – stała Eulera ($e \approx 2,72$)

Wzrost rezystancji R wydłuża okres oscylacji. Po przekroczeniu górnej granicy określonej równaniem 4, dalsze zwiększanie rezystancji prowadzi do skracania okresu. Kiedy R osiągnie wartość $0,5 \beta R_k$ – generator przerywa pracę. Zmniejszenie rezystora szeregowego poniżej dolnej granicy spowoduje powstanie zwiśnięć na wyjściu prostokąta. Przedział wartości R wytyczony równaniem 4 zapewnia przestrzeganie częstotliwości w zakresie $f_{\text{max}} : f_{\text{min}} \approx 25:1$.

Wielkość amplitudy przebiegu piłokształtnej ustala stosunek rezystorów R/R_k :

$$A_p = U_z - \left(\frac{2U_z R}{\beta R_k} \right) \quad (5)$$

Amplituda piły jest tu rozumiana jako jej całkowita wysokość, wartość zmierzona będzie o ok. 1 V mniejsza ze względu na spadki napięcia na tranzystorach. Jeżeli układ jest w pełni symetryczny, przebieg piłokształtny jest usytuowany centralnie – oscyluje wokół osi wyznaczającej połowę zasilania.

Praktyczną zaletą generatora jest wspomniana już możliwość stosowania kondensatorów o stałej polaryzacji: tantalowych i aluminiowych, przy czym stosowanie tych ostatnich nie zawsze jest wskazane. Kondensatory elektrolityczne aluminiowe mają znaczną upływność, wzrastającą wraz z pojemnością. Upływność może być traktowana jak równoległy rezystor, a prąd upływu przez ten rezystor, zwłaszcza przy dużych wartościach R_k , może się okazać większy niż progowy prąd przełączający I_p – oscylacje nie powstaną. Fala prostokątna na wyjściu generatora ma współczynnik wypełnienia 0,5. Zmianę współczynnika wypełnienia można uzyskać w układzie z dwoma rezystorami szeregowymi R, włączonymi przez diody separujące kierunki prądów: ładowania i rozładowania. Rezystory można zastąpić potencjometrem, uzyskując płynną zmianę współczynnika wypełnienia.

Odmiany układów

Oprócz wersji podstawowej istnieją dwie inne postacie generatora ze sterowaniem prądowym:

– układ z rezystorami R_b

– układ z wtórnikiem.

Na rys. 3 jest przedstawiona konfiguracja z rezystorami R_b (w układzie multiwibratora). Rezystory R_b bocznikują złącza emiterowe tranzystorów porównujących (komparatorów) i niemal całkowicie przejmują prąd kondensatora. Próg komparacji zależy zatem od spadku napięcia na rezystorze R_b . Jeżeli zamknięcie tranzystora przyjmie się na poziomie $U_{BE} = 0,5$ V, to wartość progu I_p wyniesie:

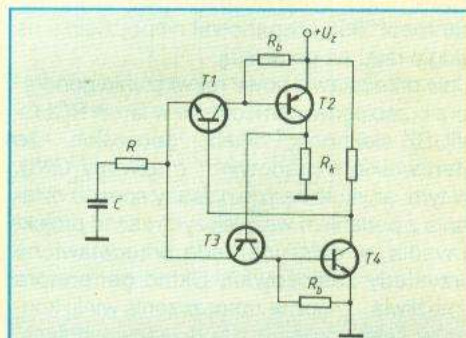
$$I_p = \frac{1}{2 R_b} \quad (6)$$

a okres oscylacji:

$$T = 2RC \ln\left(\frac{2U_z R_b}{R + R_b} - 1\right) \quad (7)$$

Warunkiem pracy astabilnej (powstania oscylacji) jest

$$R < (U_z - 1) R_b \quad (8)$$



Rys. 3. Schemat generatora ze sterowaniem prądowym w konfiguracji z rezystorami R_b

Wpływ rezystancji R_b na pracę generatora można określić następująco.

1. Rezystor R_b umożliwia zwiększenie poziomu prądów progowych I_p , z zachowaniem odpowiednio wysokich wartości R_k (rezystor R_k jest głównym źródłem strat, bo $P_{\text{str}} = U^2/R_k$). Zmniejszając wartość R_b , prąd progowy I_p można uczynić dowolnie dużym. Między R, R_b , R_k obowiązują relacje:

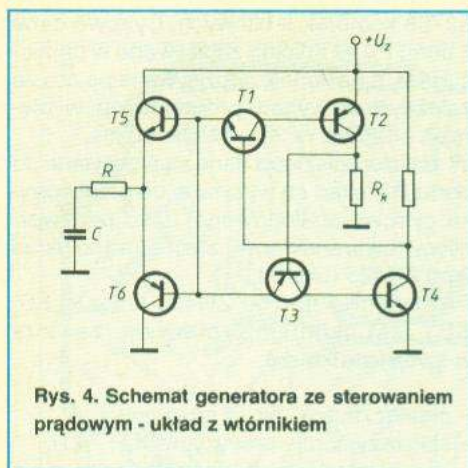
$$R < (U_z - 1) R_b \quad (9)$$

$$R_k < 10R$$

2. Rezystor R_b eliminuje wpływ współczynnika B tranzystorów. Oznacza to dobrą powtarzalność parametrów generatora, zapewnia pełną symetrię elektryczną, eliminuje oddziaływanie temperatury. W miarę zwiększania wartości R_b rezultaty te będą się pogarszać, a generator nabiera cech układu podstawowego. Przyjmuje się ograniczenie w postaci:

$$\frac{1}{R_b} > \frac{U_z}{5R_k} \quad (10)$$

3. Rezystor R_b (zwykle o niewielkiej wartości) zwiera pojemności złączowe zwiększając możliwości przełączające tranzystorów; generator w konfiguracji z rezystorami R_b może pracować z dużymi częstotliwościami (rzędu kilkunastu MHz).



4. Bocznik R_b łagodzi przeciążenia prądowe złącza baza-emiter (istotne przy dużych wartościach I_p).
Na rys. 4 jest przedstawiony układ z wtórnikiem. Wtórnik emiterowy tworzy para komplementarnych tranzystorów T5, T6; tranzystory pełnią funkcję przekładni prądu I_p w stopniu równym ich wzmocnieniu prądowemu. Wartość prądu I_p wyniesie:

$$I_p \approx \frac{U_z}{R_k} \quad (11)$$

Przy założeniu, że β wszystkich tranzystorów są jednakowe, znak przybliżenia można zastąpić znakiem równości. Okres oscylacji multiwibratora w konfiguracji z wtórnikiem wynosi:

$$T = 2RC \ln\left(\frac{R_k}{R} - 1\right) \quad (12)$$

We wzorze nie występuje czynnik β oraz czynnik U_z , okres oscylacji zależy tylko od statycznych wartości R i C . Tak więc układ z wtórnikiem kompensuje zarówno oddziaływanie β jak i zmiany napięcia zasilania i może być uważany za "sztywne", skompensowane źródło impulsów. Równość parametru β tranzystorów nie jest warunkiem koniecznym kompensacji. Istotne jest natomiast, aby zmiany β (np. pod wpływem temperatury) zachodziły z tym samym współczynnikiem, co w układzie rzeczywistym (szczególnie w wersji monolitycznej) z dobrym przybliżeniem. Stabilność przy zmianach temperatury jest podana w tabl. 2.

Inną cechą układu z wtórnikiem jest praca z dużymi prądami wyjściowymi przy małych rezystancjach obciążenia. Dzięki dużej przekładni: R_k/R (R traktowane jako rezystancja obciążenia) osiąga się wysoką sprawność. Wartość rezystora szeregowego R ogranicza przedział:

$$\frac{10R_k}{\beta^2} < R < \frac{R_k}{e+1} \quad (13)$$

przy czym:
 e – stała Eulera ($e \approx 2,72$).

Z przeprowadzonej charakterystyki układów wynika, że: do zastosowań w zakresie małych i submałych częstotliwości, a więc jako układ czasowy – wskazana jest wersja podstawowa;

w; w zakresie wielkich częstotliwości i dużych prądów wyjściowych – układ z rezystorami R_b ; w sprawnych energetycznie przetwornicach mocy, w układach pomiarowych, w których stabilność parametrów ma pierwszorzędne znaczenie – układ z wtórnikiem.

Porównanie z innymi układami generatorów

Pod względem budowy generator ze sterowaniem prądowym (GKI) można zaliczyć do układów generacyjnych elementarnych. Ma on jednakową lub zbliżoną liczbę elementów składowych jak najprostszemu, symetrycznemu przerzutnikowi Ecclesa–Jordana ale znacznie korzystniejsze właściwości, a mianowicie:

- Szerszy zakres napięć zasilania zależy tylko od U_{CEmax} użytych tranzystorów. Napięcie wsteczne baza-emiter nieprzewodzącego klucza wynosi nie więcej niż $-0,6$ V, bez względu na wysokość napięcia zasilania. W przerzutniku symetrycznym przy napięciach wyższych niż 6 V należy zastosować dodatkowe środki zabezpieczające.
- Stronie są oba zbocza prostokąta.
- Pojedynczy kondensator, również polarny. Przerzutnik symetryczny wymaga dwóch kondensatorów niepolarnych; są to przeważnie największe rozmiarami elementy układu.
- Znacznie dłuższe okresy oscylacji. Do wygenerowania impulsów o tej samej długo-

ści przerzutnik symetryczny wymagałby dwóch kilkakrotnie większych pojemności.

- Jednoznacznie określone stany wyjściowe po włączeniu zasilania – pewny start z określonej fazy.
- Niewystępowanie zjawiska blokowania, co może nastąpić w przerzutniku E–J jeżeli obydwa tranzystory znajdą się w stanie przewodzenia.

W wersji "szybkiej" (konfiguracja z rezystorami R_b) generator ze sterownikiem prądowym może osiągać częstotliwości rzędu 20 MHz, dorównując szybkością układom z bramkami logicznymi. Nie ma przy tym ograniczeń w postaci napięcia zasilania, małej skali zmian częstotliwości i współczynnika wypełnienia.

Pod względem funkcjonalności przerzutnik ze sterowaniem prądowym dorównuje generatorom budowanym ze wzmacniaczami operacyjnymi, a nawet specjalizowanymi układami czasowymi (np. 555, 74121). Jednocześnie ma znacznie prostszą strukturę wewnętrzną, mały margines odstępów amplitudy wyjściowej od biegunów zasilania, dłuższe okresy oscylacji, szerszy zakres częstotliwości i napięć zasilania, mniejszy pobór prądu; w wersji monolitycznej wymaga mniej miejsca i mniejszej liczby elementów zewnętrznych. Porównanie zmian częstotliwości wywołanych zmianami zasilania dla kilku wybranych układów generacyjnych przedstawia tablica 3.

Słowa kluczowe: GENERATOR, UNIWERSALNY, OBCIĄŻALNY

Tablica 1. Stabilność przy zmianach napięcia zasilania

Napięcie zasilania [V]	Częstotliwość [Hz]	Zmiana częstotliwości [%]
5	976,17	-2,38
10	994,36	-0,56
15	$f_0 = 1000,00$	0,00
20	1005,45	+0,55
25	012,98	+1,30
30	1018,61	+1,86

f_0 - częstotliwość odniesienia

Tablica 2. Stabilność przy zmianach temperatury

Temperatura [°C]	Częstotliwość [Hz]	Zmiana częstotliwości [%]
0	994,63	-0,53
10	997,58	-0,24
20	$f_0 = 1000,00$	0,00
30	1003,11	+0,31
40	1005,86	+0,59
50	1008,74	+0,87
60	1011,98	+1,20
70	1015,47	+1,55

$U_z = 10$ V

Tablica 3. Stabilność różnych generatorów w funkcji napięcia zasilania

Nap. zasilania	GKI	NE555	CD4541*	E-J
5 V	976,17 Hz (-2,38%)	1037,50 Hz (+3,75%)	886,32 Hz (-11,36%)	530,68 Hz (-46,93%)
10 V	994,36 Hz (-0,56%)	1015,35 Hz (+1,53%)	926,75 Hz (-7,36%)	790,24 Hz (-20,97%)
15 V	$f_0 = 1000,00$ Hz (0,00)	1000,00 Hz (0,00%)	1000,00 Hz (0,00%)	1000,00 Hz (0,00%)
20 V	1005,45 Hz (+0,55%)	—	—	1150,15 Hz (+15,00%)

* Układ CMOS

Urządzenie do wytwarzania sztucznego pogłosu i echa zbudowane przy wykorzystaniu mikrokomputera 8051 oraz przetworników ośmiobitowych a/c i c/a stanowi wprowadzenie w świat techniki cyfrowego przetwarzania sygnałów akustycznych.

Urządzenie do wytwarzania pogłosu i echa ⁽²⁾

Mirosław Ściślicki

Proces przetwarzania metodą kompresji wagowej jest podobny do ważenia nieznanego ciężaru W_x na wadze szalkowej. Polega on na równoważeniu, czyli kompensowaniu W_x za pomocą odważników o kolejnych znanych wagach $WO/2, WO/4, WO/8$ itd., aż do ostatniego najmniejszego odważnika. Zaletą metody jest bardzo krótki czas przetwarzania.

W pętli sprzężenia zwrotnego układ zawiera przetwornik cyfrowo-analogowy, połączony ze źródłem napięcia odniesienia. Proces przetwarzania w przetworniku 8-bitowym składa się z ośmiu kolejnych kroków. Początkowo, po pojawieniu się sygnału "Start przetwarzania" i skasowania stanu rejestrów, następuje w rejestrze kompresji wagowej ustawienie "1" logicznej na wyjściu najstarszego bitu. W pierwszym kroku jest więc generowane w przetworniku c/a (utworzonym przez zespół kluczy analogowych i sieć rezystorów $R - 2R$) napięcie kompensacyjne równe połowie zakresu przetwarzania. W komparatorze następuje porównanie tego napięcia z sygnałem wejściowym. Jeżeli napięcie wejściowe jest wyższe, "1" logiczna zostaje przepisana do bufora trójstanowego. W sytuacji odwrotnej do bufora jest wpisywane "0" logiczne. W następnym kroku "1" logiczna jest przesunięta w rejestrze kompensacji wagowej na kolejną pozycję i proces powtarza się od początku. W ten sposób, po ośmiu krokach, w buforze trójstanowym zostaje utworzone i zarejestrowane słowo 8-bitowe.

W opisywanym urządzeniu mikrokomputer 8051 wysyła sygnał startu przetwarzania z portu INT1 do wejścia WR przetwornika. Przetwornik jest taktowany sygnałem zegarowym o częstotliwości 750 kHz, uzyskanym z podzielenia przez 16 częstotliwości generatora wewnętrznego mikrokomputera (12 MHz). Taka wartość częstotliwości sygnału taktującego powoduje, że przetwornik może pracować z częstotliwością do 93 kHz. W opisywanym urządzeniu częstotliwość próbkowania wymuszona przez mikrokomputer wynosi 32 kHz.

Dane z przetwornika są odczytywane po doprowadzeniu sygnału odpowiadającego "1" logicznej do wejścia RD. Są one doprowadzane do szyny danych mikrokom-

putera, a następnie do portu P0.

Przycisk W2 dotychczas do wejścia przetwarzania INT0 służy do wyboru czasu opóźnienia sygnału zgodnie z jednym z dziesięciu, zapisanych w pamięci EPROM, programów. Po każdorazowym naciśnięciu przycisku W2 zostaje wybrany kolejny numer programu co jest wyświetlane na siedmiosegmencie LED.

Zastosowanie dodatkowego układu U6 7447 umożliwiło zredukowanie liczby linii sterujących do czterech, a ponadto umożliwiło uzyskanie odpowiedniego prądu zasilającego segmenty. W urządzeniu prototypowym zaprogramowano następujące czasy opóźnień:

0 --> 5 ms, 1 --> 10 ms, 2 --> 30 ms,
3 --> 60 ms, 4 --> 100 ms, 5 --> 200 ms,
6 --> 300 ms, 7 --> 500 ms,
8 --> 700 ms, 9 --> 1000 ms.

Zmieniając odpowiednie fragmenty programu można uzyskać inne czasy opóźnień. Maksymalny czas opóźnienia zależy od częstotliwości próbkowania i pojemności pamięci RAM. Zastosowana tu pamięć typu 62256 ma pojemność 32k bajtów, czyli

32768 komórek 8-bitowych. Cyfrowe dane z portu P0 są kolejno zapisywane w pamięci RAM, a następnie odczytywane po czasie zależnym od wyboru programu, np. wybierając program nr 3 po czasie 60 ms.

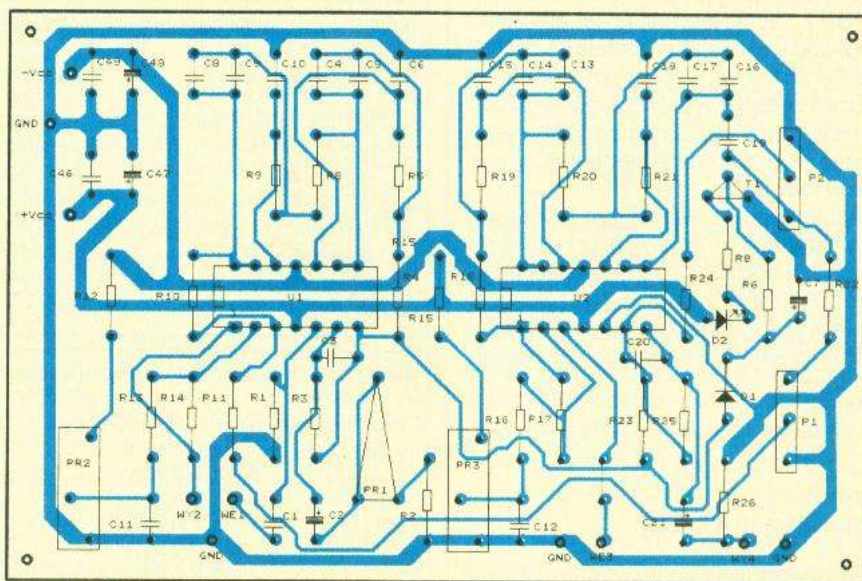
W dalszej kolejności dane są przesyłane do portu P1, skąd są wysyłane do przetwornika cyfrowo-analogowego. Jako przetwornik cyfrowo-analogowy zastosowano układ typu ZN425 (układ U11).

Przetwornik c/a typu ZN425 firmy PLESSEY jest układem 8-bitowym, zawiera w swojej strukturze:

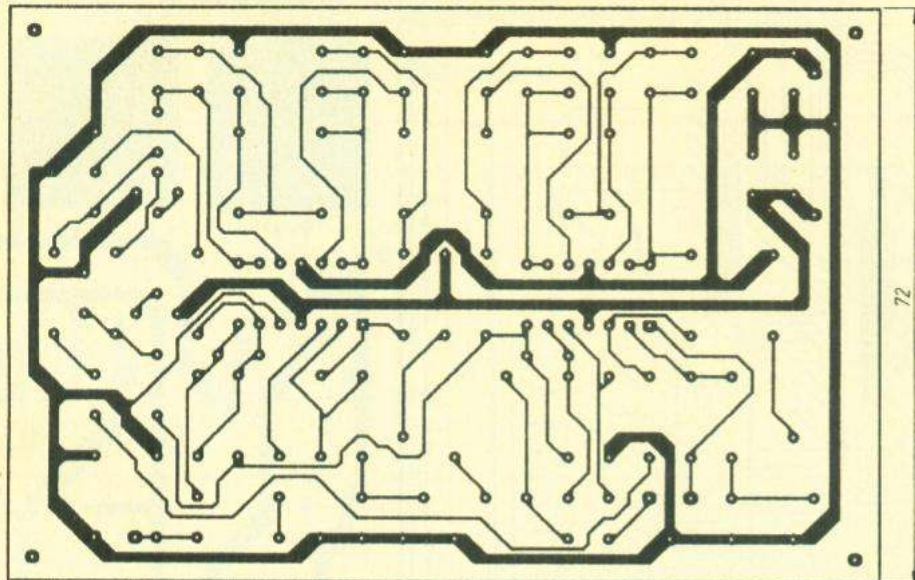
- przełączające klucze analogowe,
- sieć rezystorów precyzyjnych $R - 2R$,
- wewnętrzne źródło napięcia odniesienia 2,5 V.

Jest zasilany napięciem +5 V i charakteryzuje się stosunkowo krótkim czasem przetwarzania (około 1,5 μs) przy dużej dokładności i małych szumach.

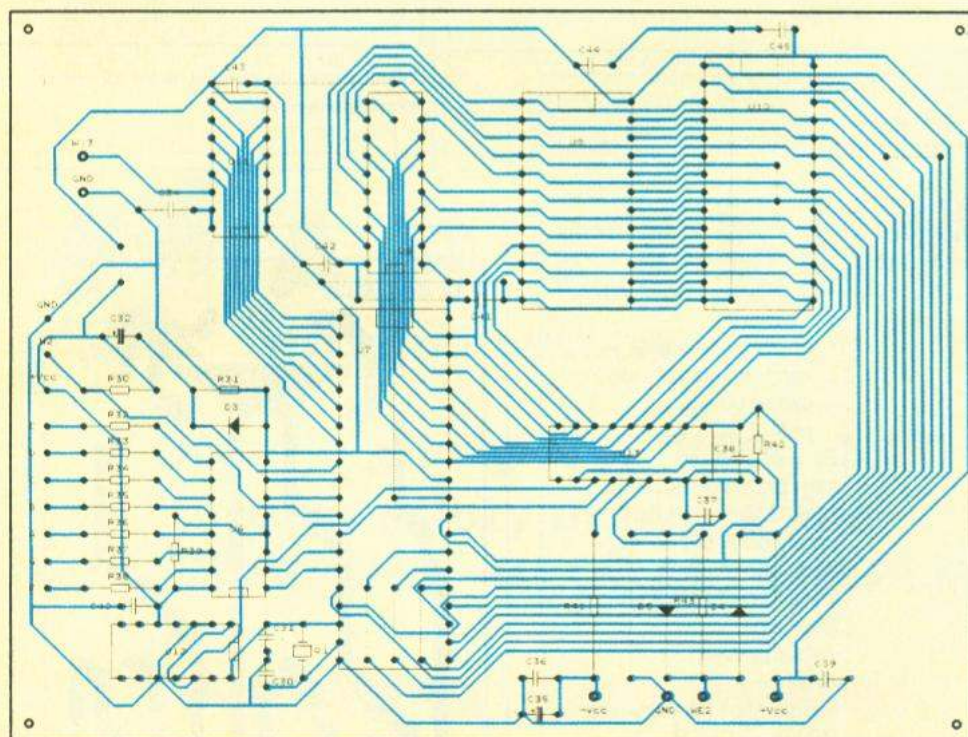
Doprowadzenie do wejścia przetwornika danych cyfrowych powoduje pojawienie się na wyjściu analogowym napięcia o wartości z przedziału od 0 do 2,55 V. Ponieważ przetwornik ZN425 nie ma na wejściu cyfrowym rejestru buforującego, to przetwarzane dane 8-bitowe muszą cały czas znajdować się na wyjściu portu P1 mikrokomputera, aż do następnej zmiany. Sygnał analogowy z wyjścia przetwornika jest doprowadzany do bloku analogowego BA. W bloku cyfrowym zastosowano pamięć programu typu EPROM 2732 (układ U9). Do przechowywania młodszej części adresu zastosowano rejestr zatraskowy U8 typu 74373 sterowany sygnałem ALE/P. Odczyt zawartości pamięci EPROM jest realizowany za pomocą sygnału PESEN. Wyboru pamięci RAM dokonuje się w czasie trwania sygnału z portu P2.7 mikrokomputera wtedy, gdy nie następuje odczyt danych z przetwornika a/c.



Rys.4. Płytkę drukowaną bloku BA – widok od strony elementów



Rys.5. Płytkę drukowaną bloku BA – widok od strony druku.



Rys.6. Płytkę drukowaną bloku BC – widok od strony elementów

Zapis danych do pamięci następuje sygnałem WR, a odczyt danych – sygnałem RD. Podstawowy cykl rozkazowy mikrokomputera trwa 1 μ s, wynika to z częstotliwości zegarowej, która jest równa 12 MHz. Elementy D3, C32 i R31 tworzą układ zerowania mikrokomputera. Diody D4 i D5 zabezpieczają wejście przetwornika a/c przed zbyt dużym sygnałem wejściowym.

Fragment programu – procedura pętli głównej jest przedstawiony obok. Pełny program

można otrzymać od Autora lub w Redakcji. Na rys. 4 przedstawiono płytkę drukowaną bloku analogowego BA – widok od strony elementów, a na rys. 5 – widok od strony druku.

Na rys. 6 jest przedstawiona płytkę drukowaną bloku cyfrowego BC – widok od strony elementów, a na rys. 7 – widok od strony druku.

Na rys. 8 przedstawiono płytkę drukowaną bloku zasilania BZ – widok od strony elemen-

tów, a na rys. 9 – widok od strony druku. Wyświetlacz, przełącznik W2, potencjometry P1, P2 i wyłącznik W2 umieszczono bezpośrednio na płycie czołowej urządzenia.

Montaż i uruchomienie układu

Montaż elementów na płytkach drukowanych należy wykonać bardzo starannie co ułatwia późniejsze uruchomienie.

Po zmontowaniu płytki zasilacza należy sprawdzić napięcia na wyjściach +5 V i -5 V.

Przy montażu płytki analogowej, aby otrzymać założone pasmo przepustowe i odpowiednie tłumienie sygnałów poza tym pasmem, trzeba zwrócić uwagę na dobór dokładnych wartości rezystorów i kondensatorów w obwodach filtrów dolnoprzepustowych. Rezystory powinny mieć tolerancję 2%, a kondensatory 5%.

Po zmontowaniu płytki należy przy użyciu generatora i oscyloskopu lub woltomierza sprawdzić charakterystyki częstotliwościowe oraz określić pasma przenoszenia filtrów. Przy częstotliwości 12 kHz spadek wzmacnienia na wyjściu każdego filtra powinien wynosić 3 dB, a tłumienie poza pasmem przepustowym 12 dB/dekadę.

Następnie potencjometrem montażowym PR2 należy ustawić na wyjściu wzmacniacza U1A napięcie stałe 1,275 V. Łączymy wtedy wyjście Wy2 z wejściem We3 na płycie BBA i potencjometrem PR3 ustawiamy na wyjściu wzmacniacza U2A napięcie stałe równe 0,0 V.

Płytkę bloku cyfrowego BC po prawidłowym zmontowaniu nie wymaga regulacji, można sprawdzić wartości częstotliwości sygnałów zegarowych mikrokomputera (12 MHz) i przetwornika a/c (750 kHz) oraz działanie przycisku W2 służącego do przełączania numerów programów na wyświetlaczu siedmiosegmentowym.

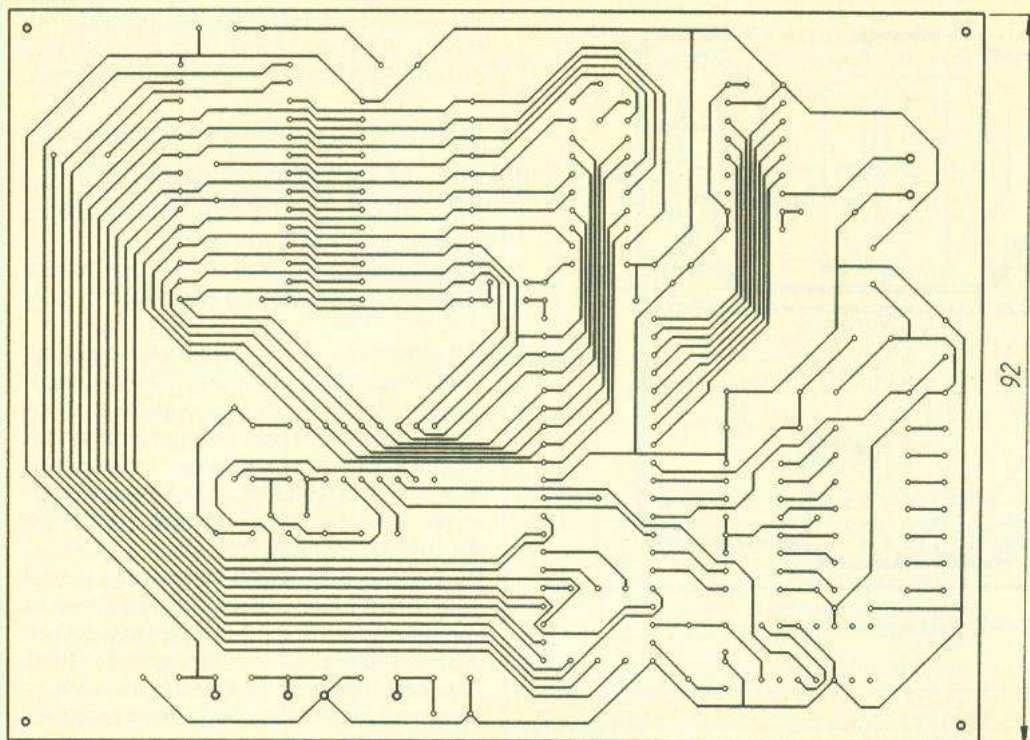
Po połączeniu ze sobą bloków BA i BC należy doprowadzić do wejścia We1 sygnał z mikrofonu lub magnetofonu i potencjometrem PR1 ustawić czułość wzmacniacza wstępnego tak, aby wartość międzyszczytowa sygnału na wyjściu U1B nie przekraczała 2,5 V. Dioda D2 sygnalizuje przekroczenie napięcia szczytowego 1 V.

Sygnał wyjściowy doprowadza się do wejścia wzmacniacza akustycznego oznaczonego AUX lub CD.

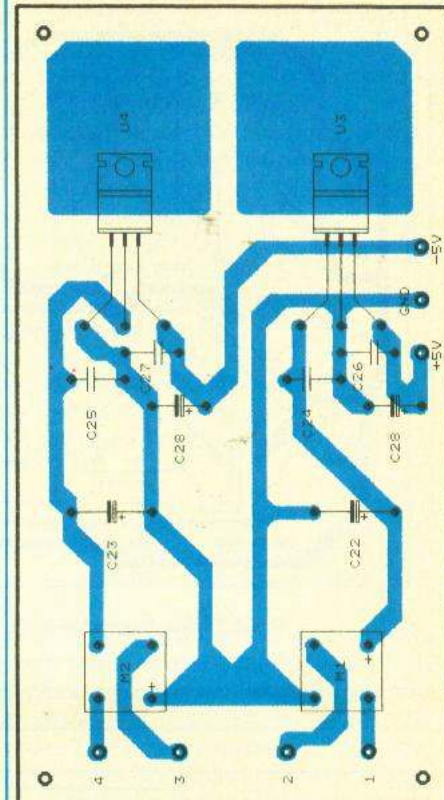
Uwagi końcowe

Urządzenie do cyfrowej generacji efektu echa i pogłosu jest przeznaczone dla elektroników mających już pewne doświadczenia przy budowie układów analogowych i cyfrowych. Dysponując programatorem pamięci EPROM można modyfikować program, a rozbudowując układ można uzyskać inne ciekawe efekty akustyczne, np. pogłos wielokrotny, chorus, flanger, itp.

Dłuższe opóźnienia sygnału można uzyskać przez zastosowanie pamięci o większej



Rys.7. Płytkę drukowaną bloku BC – widok od strony druku



Rys.8. Płytkę drukowaną bloku BZ – widok od strony elementów

PROCEDURA PĘTLI GŁÓWNEJ

```

*****
PROCEDURA PĘTLI GŁÓWNEJ
*****

ADR20      - stała czasu próbkowania ( = 06H dla fp = 32 kHz)
R6          - stała końca pamięci (młodszy bajt)
R7          - stała końca pamięci (starszy bajt)

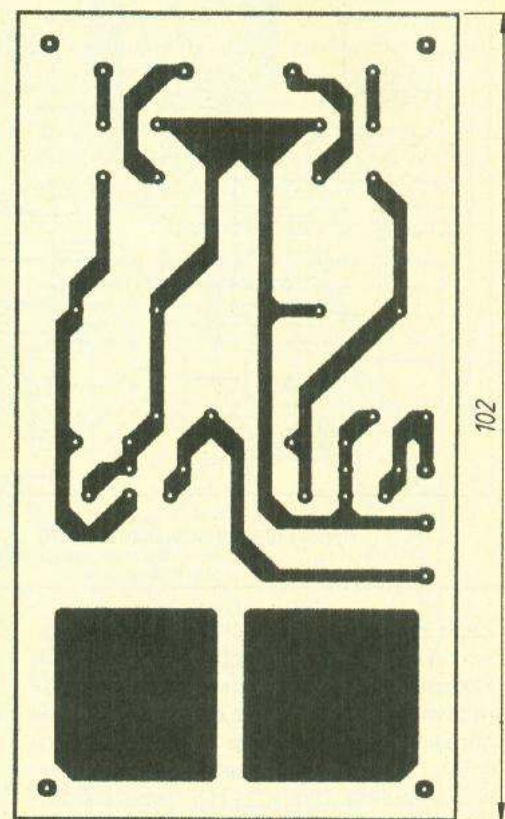
PĘTLAGŁ1:  NOP
           NOP
           ; opóźnienia w celu
PĘTLAGŁ2:  NOP
           NOP
           ; zachowania stałego
           ; czasu obiegu
           ; pętli
PĘTLAGŁ3:  MOV  R2, 20
           SETB P3.3
           MOVX A,@DPTR
           MOV  P1, A
           ; R2 <= ADR20
           ; start przetwornika a/c
           ; A <= RAM
           ; przetwornik c/a <= A
X1:        DJNZ R2, X1:
           SETB P2.7
           ; pętla opóźniająca
           ; wybór przetwornika a/c
           MOVX A,@R0
           ; A <= a/c
           CLR  P2, 7
           ; wybór RAM-u
           MOVX @DPTR,A
           ; RAM <= A
           CLR P 3.0
           ; kasuje start przetwornika
           INC  DPTR
           ; DPTR <= DPTR + 1
           MOV  A, R7
           ; A <= koniec RAM b.starszy
           CJNE A, DPTR, PĘTLAGŁ1:
           MOV  A, R6
           ; skok, gdy nie koniec RAM
           ; A <= koniec RAM b.młodszy
           CJNE A, DPTR, PĘTLAGŁ2:
           MOV  DPTR, #0000
           ; skok, gdy nie koniec RAM
           SJMP PĘTLAGŁ3:
           ; koniec RAM, kasuj DPTR
           ; skok na początek pętli

```

pojemności lub zmniejszenie częstotliwości próbkowania. W pierwszym przypadku trzeba przeprojektować płytkę drukowaną, a w drugim dokonać przestrojenia filtrów analogowych. Zmniejszy się przy tym pasmo przenoszenia linii opóźniającej. Urządzenie

można również wykonać w wersji stereofonicznej przebudowując płytkę analogową i modyfikując program.

SŁOWA KLUCZOWE: MIKROKOMPUTER, PRZETWORNIKI A/C I C/A



Rys.9. Płytkę drukowaną bloku BZ – widok od strony druku

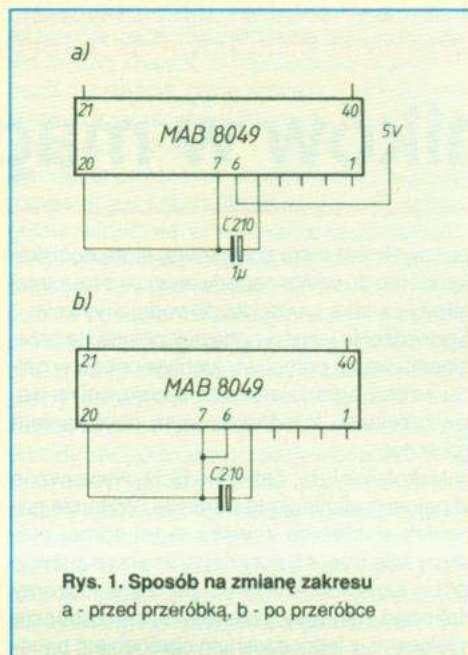
Modyfikacja tunerów AS 946/946A

Adam Musiał

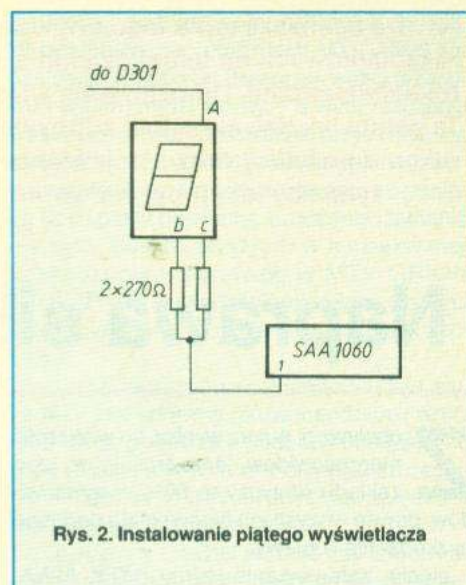
Tunery AS 946/946A w wersji krajowej były przystosowane do odbioru pasma OIRT, czyli $65 \div 74$ MHz. Zmiana odczytu zakresu FM na CCIR ($88 \div 108$ MHz) jest bardzo prosta i polega na zmianie stanu wyjścia INT (końcówka 6) procesora MAB 8049: – stan wysoki 5 V – $65 \div 74$ MHz – stan niski – $88 \div 108$ MHz

W ww tunerach należy przeciąć odpowiednią zworę i połączyć końcówkę 6 procesora od strony minusa z kondensatorem C210 (rys. 1). Pozostaje teraz wlutowanie piątego wyświetlacza LED w przygotowane przez producenta miejsce na płycie przedniej, połączenie jego segmentów B i C przez rezystory 270Ω (też w przygotowane miejsce) z wyjściem 1 układu SAA 1060 oraz podłączenie anody do zasilania (rys. 2).

Wymienić również trzeba przestonę wyświetlaczy, ponieważ oryginalna ma sitodrukiem zastąpione miejsce na piąty wyświetlacz LED. Ponieważ opisane tunery są wyposażone w głowicę FM typu GFE 112(5533-588-1), należy oczywiście dokonać wymiany głowicy



Rys. 1. Sposób na zmianę zakresu
a - przed przeróbką, b - po przeróbkę



Rys. 2. Instalowanie piątego wyświetlacza

na dostrojoną do zakresu CCIR ($88 \div 108$ MHz). Zmianę taką można wykonać również w tunerze AS 952 (midi), ale przystosowanym do odbioru pasma OIRT. W moim przypadku zastosowałem głowicę dwuzakresową (OIRT/CCIR) typu 5533-589-2 produkcji DIO-RA S.A.

Tak przerobiony tuner pracuje bez zarzutu.



A.P. ELEKTRONIK

WYŁĄCZNY DYSTRYBUTOR

**Oferuje piloty TV, VCR, SAT,
oraz piloty uniwersalne
UNIVERSAL GLOBAL SIMPLEX**

Ponad 30 000 modeli!

O piloty

VISA ELECTRONIC

**pytaj w sklepach z częściami elektronicznymi
oraz RTV na terenie całego kraju**

Biuro Handlowe;

ul. Francuska 35, 41-027 Katowice

tel./fax (0-32) 157-26-73 tel. (0-32) 157-26-74

Sprzedaż detaliczna;

Katowice

tel./fax (0-32) 514-020

Zapraszamy do współpracy, zainteresowanym firmom wysyłamy katalogi i ulotki reklamowe



Do zamieszczenia tego artykułu skłonił nas sygnalizowany przez Autora brak jakichkolwiek materiałów szkoleniowych na temat działania, naprawy, regulacji sprzętu magnetowidowego, oraz chęć dialogu z kolegami-serwisantami. Umożliwiamy więc wszystkim serwisantom dyskusję i wymianę informacji na łamach "ReAV". Ta cenna wiedza skrzętnie zdobywana metodą prób i błędów, nigdzie nie spisywana, ułatwia się (nie przynosi nikomu pożytku) wraz z pojawieniem się nowych modeli. A przecież wszystkim pracownikom serwisu zależy na tym, aby klient był zadowolony z naprawy solidnej, taniej, szybkiej. "Podziel się więc swoją wiedzą, a zaoszczędzisz wielu innym czasu i energii".

Naprawa silników w magnetowidach

Z obserwacji Autora wynika, że większość magnetowidów, które trafiają do jego zakładu (dotyczy to 99% magnetowidów, prawie wszystkich typów) mają podobne uszkodzenia i objawy:

- gięcie, załamywanie taśmy (MTY, AIWA, FUNAI, AKAI itp.),
- głośnie praca silnika capstan (buczenie) SHARP, SANYO, GOLDSTAR itd.,
- brak trackingu, zwalnianie przy odtwarzaniu; dotyczy wszystkich typów,
- brak dowijania taśmy przy funkcji EJECT (objawiające się załamywaniem taśmy przez kłapkę kasety), brak przewijania i ogólnie mocy silnika,
- uszkodzenia układu scalonego OEC911 (ORION, IX431 SHARP).

Wszystkie te objawy są spowodowane tą samą przyczyną: uszkodzonymi panewkami, lub jak kto woli, tulejkami w silniku capstan.

I tu pojawia się problem - wymieniać capstan na nowy, czy naprawiać stary; zdecydowanie naprawiać stary.

Z danych zebranych z kilkudziesięciu zakładów

panewek jest rolka dociskowa, która dociskając taśmę do wałka napędu zawsze z tej samej strony i z taką samą siłą powoduje wybicie. Sprawdzenie jakości panewek polega na przeginięciu wałka przesuwu (uchwyconego w palce) wzdłuż osi działania rolki dociskowej na wałek przesuwu z jednoczesnym dociskaniem go w dół.

Jakiegokolwiek luzu, delikatne bicia, wyczuwane w palcach eliminują te panewki. Wytarcie panewek występuje zawsze w tej samej płaszczyźnie (rys. 1), przy czym większe zużycie jest w panewce A. Z braku panewek możemy dokonać naprawy polegającej na zamianie miejscami, z jednoczesnym obrotem panewek dookoła osi o 180°. Można też dokonać tzw. spęczenia panewek, które polega na zgnieceniu ich i ponownym dopasowaniu na wałek przesuwu. Oba rozwiązania możemy stosować tylko doraźnie, gdyż przy spęczeniu uszkodzają się mikropory, w których znajduje się smarujący olej. Panewka po spęczeniu pracuje bez smarowania, a więc przy dużym tarciu.

Poprawna praca trwa przez ok. miesiąc, po czym następuje całkowite uszkodzenie panewki i wałka przesuwu (pod wpływem zbyt dużego tarcia). Wydaje się, że odwrócenie panewek jest lepszym rozwiązaniem, pod warunkiem, że jesteśmy w stanie uzupełnić olej w wytartej panewce. Bardzo ważne jest zastosowanie tego samego rodzaju oleju, gdyż w przeciwnym razie oliwienie nie ma sensu, ponieważ między różnymi rodzajami oleju następują reakcje chemiczne, które zmniejszają właściwości smarujące.

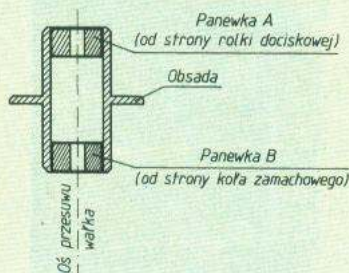
Specjalny olej do wysycania jest dość drogi, trudno dostępny, lecz nieodzowny przy naprawach. Wysycanie panewki polega na zanurzeniu jej na kilka godzin w takim oleju.

Idealnym rozwiązaniem jest wymiana panewek na nowe, tzw. panewki serwisowe. Zaletą jest to, że są one o 1 mm wyższe, dzięki czemu przy wytartym wałku przesuwu pracują na jego części nie uszkodzonej, zapewniając właściwą pracę regenerowanego silnika. Oczywiście na naszym rynku pojawiły się firmy próbujące podrabiać panewki (których, lepiej nie zakładać). Są wykonane ze złych materiałów, brak w nich mikroporów i smarowania. Niszczą one wałek przesuwu. Oryginalne panewki są rozpoznawalne po estetycznym opakowaniu, mikrodruku, śladach oleju na odwrotnej stronie opakowania w formie pierścienia (w miejscu opakowanej panewki).

Wymiana panewek (rys. 2)

Po wybiciu panewki zaczynamy od panewki A (zakładając, że ulegnie całkowitemu uszkodzeniu), panewkę B wybijamy luźno dopasowanym wybijakiem metalowym, zabezpieczonym przed możliwym uszkodzeniem panewki za pomocą np. koszulki termokurczliwej. Przy osadzaniu nowych panewek należy zachować szczególną ostrożność (są one nieodporne na zgniatanie). Do tego celu warto wykonać proste narzędzie, za pomocą którego dokonujemy wymiany panewek. Przyrząd taki wykonano wykorzystując jedną, dwie lub trzy stare panewki nałożone na stary wałek przesuwu i zablokowane zawleczką. Dzięki temu prostemu przyrządowi umieścimy idealnie w osi wałka przesuwu panewkę A i B. Niedopuszczalne jest osadzanie panewki bez prowadnika (młotkiem). Niedokładne umieszczenie panewki A i B w osi powoduje niepotrzebne dodatkowe tarcie na wałku przesuwu.

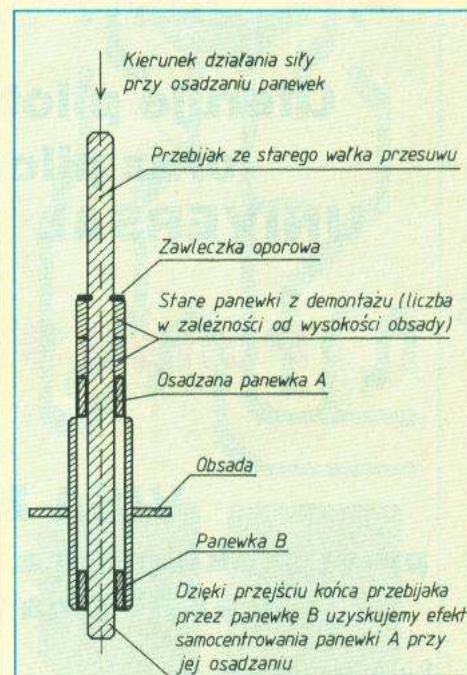
W wielu modelach silników capstan, np. SANYO lub HITACHI, zamiast panewki B stosuje się łożysko kulkowe, które pod wpływem kilkuletniej pracy wybija się powodując uszko-



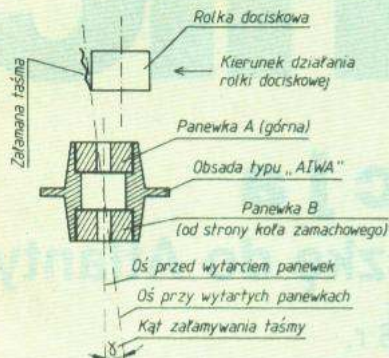
Rys. 1. Ułożenie panewek A i B w obsadzie silnika

wynika, że w magnetowidach nie starszych niż 3-letnie klient jest skłonny wymienić silnik na nowy nie bacząc na koszty. W starsze modele nie chcą inwestować, gdyż w przypadku wymiany silnika jest to koszt zawsze powyżej 150 zł. Z tego powodu napraw w serwisach jest coraz mniej. Naprawiając silnik we właściwy sposób i dobrymi elementami możemy być pewni naprawy, udzielając gwarancji, a koszty naprawy ograniczymy poniżej 100 zł, co w przypadku jednego zakładu dało wzrost napraw o 150%.

Głównym powodem wycierania (wybijania) się



Rys. 2. Załamywanie taśmy wskutek przegięcia wałka przesuwu



Rys. 3. Konstrukcja przyrządu do osadzania panewek

dzenia panewki A. Wymiana łożyska jest sprawą prostą, zakup dobrego łożyska dość trudną (większość sklepów, stoisk na giełdzie oferowało łożyska prawdopodobnie z demontażu, gdyż większość z nich była uszkodzona przez niewłaściwy sposób demontażu).

Łożysko kulkowe możemy sprawdzić w następujący sposób: nakładamy łożysko na wałek przesuwu wraz z kołem zamachowym i przytrzymując łożysko w palcach, drugą ręką wprawiamy w ruch koło zamachowe. Jeżeli w palcach, w których trzymamy łożysko, wyczuwamy delikatne stukanie, chrobotanie kulek, to świadczy o uszkodzeniu łożyska.

Z mechanicznego punktu widzenia lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie w miejscu łożyska kulkowego panewki (nawet w spraw-

nym łożysku występują delikatne bicia i luzy spowodowane samą konstrukcją łożyska). Dobrze wykonana panewka pracuje lepiej niż łożysko kulkowe, ponieważ tarcie wewnętrznej powierzchni o ścianki wałka przesuwu jest ograniczone przez poduszkę olejową utworzoną między wałkiem przesuwu a panewką samosmarującą. Potwierdzenie tego rozwiązania można znaleźć w najnowszych konstrukcjach capstanów, gdzie w miejsce łożyska kulkowego zastosowano panewkę o wymiarach łożyska, np. AKAI.

Charakterystycznym objawem uszkodzenia panewek jest kołysanie taśmy (rys. 2), szczególnie widoczne w mechanizmach typu AIWA, FUNAI, załamywanie, niszczenie taśmy, a także rolki dociskowej. Można temu częściowo zapobiec zmieniając położenie rolek prowadzących i głowicy synchronicznej. Jest to oczywisty błąd. Poprawnym sposobem naprawy jest wymiana panewek. Panewki w obsadzie AIWA, FUNAI itp. wybijamy od środka obsady tak, jak to jest przedstawione na rys. 3. Brak trackingu, czy też tzw. płynięcie obrazu w MTV AIWA itp. był spowodowany blokowaniem koła zamachowego wałka przesuwu taśmy przez panewki. Po wymianie panewek okazało się, że objawy zaginania (niszczenia) taśmy znikły, lecz brak trackingu pozostał. Wymiana paska napędu nie pomogła, okazało się, że wskutek zbyt dużego tarcia koła zamachowego została nadmiernie wypolerowana mosiężna oś silnika capstan, powodując ślizganie się paska napędowego. Po zmatowieniu (przez podgrzanie nad płomieniem palnika, co powoduje szybkie utlenianie powierzchni ze-

wewnętrznej) brak trackingu całkowicie ustąpił. W niektórych mechanizmach MTV AIWA itp. następuje szybkie brudzenie się wałka przesuwu i załamywanie taśmy. Po wyczyszczeniu wałka przesuwu i dokładnym przyjrzeniu się stwierdzono, że wałek przesuwu jest nadmiernie zmatowiony. Po wypolerowaniu za pomocą filcu i pasty polerskiej, brudzenia i łamania nie było. Bardzo przykrym w konsekwencji uszkodzeniem panewek w MTV ORION i SHARP jest uszkodzenie układu scalonego OEC9II lub IX43I (objawia się to brakiem trackingu).

Po wymianie układu scalonego wydaje się, że MTV jest sprawny (prawdopodobnie wróci on nam na gwarancji z podobnymi objawami, gdyż uszkodzenie układu scalonego, szczególnie widoczne w MTV ORION, jest spowodowane wytartymi panewkami).

Układ scalony OEC9II próbuje zsynchronizować uszkodzony silnik, nadmiernie przegrzewając wyjście drivera, co jest widoczne jako wygrzane miejsce na płytce drukowanej pod układem scalonym. Przy wymianie układu OEC9II lub IX43I konieczna jest więc naprawa silnika capstan.

Autor zdaje sobie sprawę, że uszkodzenia jak i sposób ich naprawy opisane w tym artykule to niewielki procent uszkodzeń z jakimi spotyka się serwisant w praktyce. Traktuje więc ten artykuł jako wstęp do dyskusji na temat przyczyn uszkodzeń i sposobu ich usuwania.

A.H.

Słowa kluczowe: SERWIS, MAGNETOWID, SILNIK CAPSTAN



„ELMIER” P.P.H. Lilianna Ziętek

02-640 Warszawa, ul. Woronicza 29

tel./fax: (0-22) 43-28-52 tel.: (0-22) 43-14-51 do 54 w. 162

FIRMA ZAŁOŻONA W 1984 ROKU PRODUKUJE I OFERUJE:

MIERNIKI I ANALIZATORY WIDMA TV

cały zakres telewizji rozsewowej, kablowej i satelitarnej • bezpośredni cyfrowy odczyt poziomu, numeru kanału oraz częstotliwości wizi i foni • programowanie w sekwencji własnych, najczęściej mierzonych kanałów • możliwość wydruku • mikroprocesorowe sterowanie • zasilanie z wbudowanego akumulatora • małe wymiary i waga • wersja z obrazem widna na wyświetlaczu LCD

GENERATORY SYGNAŁÓW TESTOWYCH TV

wszystkie podstawowe systemy telewizji wszystkie kanały: telewizji rozsewowej, kablowej i satelitarnej • bezpośredni odczyt częstotliwości duża gama testów łączna z testem teletekstu

LICZNIKI UNIERSALNE

pomiar częstotliwości, czasu oraz szerokości impulsów • zakresy do 2 GHz • mikroprocesorowe sterowanie i przetwarzanie danych pomiarowych • duża dokładność i szybkość działania

SYSTEM EDYCJI I EMISJI TELETEKSTU „TEXTER”

praca w oparciu o komputer PC • przesyłanie własnego serwisu tekstowego zgodnie ze specyfikacją World System Teletext • konfiguracja zależna od potrzeb klienta • przyjazny w obsłudze • stosowany w telewizji rozsewowej, telewizyjnych sieciach kablowych, hotelach, kinach, dworcach itp.

SYSTEM EMISJI NIEKODOWANYCH OBRAZÓW

TELETEKSTU „VIDEOTEKST”

umożliwia dotarcie z opracowanym tekstem telegazety do telewidzów nie posiadających odbiorników zaopatrzonych w dekodery teletekstu • współpracuje z systemem „TEXTER”

URZĄDZENIA WSPÓŁPRACUJĄCE Z SYSTEMAMI

„TEXTER” I „VIDEOTEKST”

karta do odbioru teletekstu na komputerze PC z wbudowanym tunerem „CLEANER” • do czyszczenia linii wygaszania poziomego • inne realizowane na zamówienie

GWARANTUJEMY:

- wysoką uznaną przez użytkowników jakość
- bezkonkurencyjne ceny
- ekspresowy serwis gwarancyjny i pogwarancyjny

PROWADZIMY RÓWNIEŻ SPRZEDAŻ WYSYŁKOWĄ

Pierwszy polski producent CHEMII DLA ELEKTRONIKI



AUDIO VIDEO
CLEANSER
FREEZE -50°C

do czyszczenia głowic magnetonowych i magnetowidowych
do usuwania pozostałości polutowicznych z płytek drukowanych
do schładzania do -50 st.C.
podzespołów elektronicznych

Preparaty chemiczne w aerozolu (poj. 80 i 220 ml).
Kolejne produkty pojawiają się w najbliższym czasie.



MICRO CHIP
ELEKTRONIC
ul. Kochanowskiego 9
40-035 Katowice
tel/fax (0-32) 514 727



Poszukujemy dystrybutorów -
korzystne warunki płatności!

KONKURS!

Stały konkurs dla klientów!

DYSTRYBUTORZY

To miejsce czeka
na adres Twojej firmy!



WYROBY FIRMY KÖNIG
W NOWYCH ATRAKCYJNYCH CENACH

TV-AUDIO-VIDEO-SERVICE-COMPONENTS

- Pełny asortyment części zamiennych i podzespołów do serwisu RTV.
- Mierniki i narzędzia do potrzeb serwisu.
- Piloty do telewizorów, magnetowidów, tunerów SAT.
- Mierniki sygnałów antenowych do potrzeb TV-kablowych i satelitarnych

realizujemy zamówienia indywidualne na części zamienne
i układy scalone do serwisu RTV za pośrednictwem firmy KiVi.

Sprzedaż hurtowa i detaliczna:

- centrala: Koszalin ul. Wąwozowa 7a tel. 094 427213, 415614 fax. 094 408993
- wysyłkowo – za zaliczeniem pocztowym
- giełda Wolumen – Warszawa
- sklep firmowy: Warszawa ul. Stawki 21/40, tel. 387813
- u dystrybutorów na terenie całego kraju



oficjalny i bezpośredni importer
oryginalnych części zamiennych
firmy KÖNIG do Polski.

Zestaw multimedialny FD 203 M

Zestaw ten był prezentowany po raz pierwszy na targach CeBIT'96. Stanowi połączenie telewizora z komputerem klasy PC (fot.). Monitor jest superpłaski i ma przekątną 40 cm, z czego 35 cm jest użyteczne. Kineskop, umożliwiający oglądanie telewizji przy świetle dziennym, odznacza się dużą jasnością. Częstotliwość odświeżania obrazu wynosi 75 Hz i zapewnia odtwarzanie pozbawione migotania. Maksymalna rozdzielczość wg standardu SVGA wynosi 1280 x 1024 pikseli. W celu oglądania telewizji mo-



onitor przełącza się z trybu komputerowego na tryb telewizyjny. Zapewnia to uzyskanie pełnego ekranu. Dodatkowo można (przy jednoczesnym używaniu komputera) zmieniać wymiary obrazu telewizyjnego za pomocą zintegrowanego modułu cyfrowego. Gniazda znajdujące się zarówno z przodu, jak i z tyłu umożliwiają dołączenie słuchawek, odbiorników hifi i magnetowidu. Komputer jest dostosowany do zastosowań multimedialnych. Zawiera on procesor Intel Pentium 100 MHz. Dysk twardy ma pojemność 850 MB i jest przyłączony za pośrednictwem sterownika IDE. Pojemność pamięci operacyjnej wynosi 8 MB i może być rozbudowana do 128 MB. Płyta główna jest zintegrowana z wydajnym 64-bitowym sterownikiem graficznym z akceleratorem Windows. Sterownik graficzny o pojemności pamięci wizji 1 MB (z możliwością rozbudowy do 2 MB) zapewnia uzyskanie 16 mln kolorów. Do wyposażenia standardowego zalicza się stację dyskiepek 3,5 cala oraz stację CD-ROM z poczwórną prędkością odczytu i przekazywania danych. Zintegrowany modem umożliwia, przez Datex-J oraz CompuServe, korzystanie z wielu usług, np. bankowych. Szybkość transmisji danych modemu wynosi 14,4 kbodów. Zainstalowane oprogramowanie obejmuje system operacyjny MS-DOS 6.2, Windows for Workgroups 3.11, Microsoft Works 3.0, HomeOffice, oprogramowanie telefon / faks, program obsługi telegazety, oprogramowanie karty muzycznej i in.

(cr)

Weller®

lutownice
stacje lutownicze
do montażu tradycyjnego i SMD

narzędzia

Erem Xcelite®

oferuje



AUTORYZOWANY DYSTRYBUTOR

AMBEX PPH Sp. z o.o.
00-342 Warszawa, ul. Topiel 15b
Tel./fax 635-04-05, 635-87-24

- szeroki asortyment:
ponad 400 typów narzędzi i 30 rodzajów lutownic w ciągłej sprzedaży
- promocyjne ceny
- wysoka jakość
- trwałość i niezawodność
- serwis gwarancyjny i pogwarancyjny

**Zapraszamy do naszego sklepu na ul. Topiel 6
od pon. do pt. w godz. 9-17**

przyjmujemy zamówienia telefoniczne, prowadzimy sprzedaż wysyłkową

RO/289

